



Realisierung eines optimierten Feldbussystems und Modellierung mit Petrinetzen

Von der Gemeinsamen Fakultät für Maschinenbau und Elektrotechnik
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde

eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

von Dipl.-Ing. Harald Schrom

aus Wolfenbüttel

Eingereicht am: 17.10.2002

Mündliche Prüfung am: 21.03.2003

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. E. Schnieder

Mitberichterstatter: Prof. Dr.-Ing. J.-U. Varchmin

2003

Inhaltsverzeichnis

| | |
|--|-------------|
| Danksagung..... | VII |
| Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen | IX |
| Kurzfassung | XIII |
| 1 Einleitung | 1 |
| 1.1 Motivation und Übersicht | 1 |
| 1.2 Umfeld..... | 3 |
| 2 Methodische Grundlagen..... | 5 |
| 2.1 Strukturierte Systementwicklung | 5 |
| 2.1.1 Modellbildung..... | 5 |
| 2.1.2 Das BMW-Prinzip: Beschreibungsmittel, Methode, Werkzeug..... | 5 |
| 2.1.3 Modelle des Entwicklungsprozesses | 6 |
| 2.1.4 Systemverständnis | 8 |
| 2.2 Entwicklungssystematik..... | 9 |
| 2.3 Petrinetze als Beschreibungsmittel | 10 |
| 2.3.1 Farbige hierarchische Petrinetze..... | 10 |
| 2.3.2 Tools | 12 |
| 2.4 Softwaremodellierung mit Petrinetzen..... | 12 |
| 2.4.1 Transformation | 14 |
| 2.4.1.1 Programmfluss..... | 14 |
| 2.4.1.2 Datenmanipulation | 15 |
| 2.4.1.3 Modellierung von Speichern | 15 |
| 2.4.1.4 Bezeichnungsvergabe, Anordnung und Struktur..... | 17 |
| 2.4.1.5 Zeitbewertung..... | 20 |
| 2.4.1.6 Simulationskonzept | 23 |
| 2.4.2 Von der Beschreibung zur Realisierung | 24 |
| 2.4.2.1 Transformation von Szenarien..... | 24 |
| 2.4.2.2 Zusammenhang von Beschreibungsnetz und Ablaufnetz..... | 25 |
| 3 Feldkommunikation | 27 |
| 3.1 Übertragungstechnik | 27 |
| 3.1.1 ISO/OSI-Schichtenmodell | 27 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 3.1.2 | Modulationsverfahren..... | 29 |
| 3.1.3 | Basisband..... | 32 |
| 3.1.3.1 | RS485 | 34 |
| 3.1.3.2 | CAN..... | 36 |
| 3.1.3.3 | RS422 (V11)..... | 36 |
| 3.1.3.4 | RS232 (V24)..... | 36 |
| 3.1.3.5 | Stromschleife..... | 38 |
| 3.1.3.6 | Symmetrischer Current-Mode | 40 |
| 3.2 | Feldbussysteme | 41 |
| 3.2.1 | Typische Hardwarestruktur | 41 |
| 3.2.2 | Zugriffsstrategien..... | 42 |
| 3.2.2.1 | Polling..... | 43 |
| 3.2.2.2 | Token-Passing | 45 |
| 3.2.2.3 | CSMA/CD | 47 |
| 3.2.2.4 | CSMA/CA | 50 |
| 3.2.2.5 | Summenrahmen..... | 53 |
| 3.2.3 | Etablierte Systeme | 55 |
| 3.2.3.1 | Gruppe 1: exklusiver Zugriff..... | 55 |
| 3.2.3.2 | Gruppe 2: starre Ringstrukturen | 57 |
| 3.2.3.3 | Gruppe 3: große Datenpakete | 58 |
| 3.2.3.4 | Gruppe 4: smarte Verfahren | 59 |
| 3.2.3.5 | Gruppe 5: spezialisierte Systeme..... | 60 |
| 3.2.3.6 | Zusammenfassung und Vergleich | 62 |
| 3.2.4 | Aufwands- und Kostenverteilung | 68 |
| 3.2.5 | Neue Einsatzfelder..... | 74 |
| 4 | Entwurf eines neuen, optimierten Feldbussystems..... | 76 |
| 4.1 | Ziele und Anforderungen | 76 |
| 4.1.1 | Einsatzbereich und Integration in Gesamtsysteme | 76 |
| 4.1.2 | Modularität und Erweiterbarkeit..... | 79 |
| 4.1.3 | Skalierbarkeit (Systemleistung)..... | 81 |
| 4.1.4 | Analyse des Datenaufkommens..... | 81 |
| 4.2 | Physikalische Bitübertragung..... | 83 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 4.2.1 | Modulation..... | 83 |
| 4.2.2 | Codierung | 87 |
| 4.2.3 | Zugriffsverfahren..... | 88 |
| 4.2.4 | Elektrische Konfiguration..... | 88 |
| 4.2.5 | Vereinfachte Betrachtung der Einschwingzeiten..... | 90 |
| 4.2.6 | Wanderwellenansatz | 91 |
| 4.2.6.1 | Reflexionen..... | 91 |
| 4.2.6.2 | Leitungs­dämpfung | 93 |
| 4.2.6.3 | Wellenausbreitung | 97 |
| 4.2.6.4 | Betrachtung von Verzweigungen | 103 |
| 4.2.6.5 | Störempfindlichkeit | 104 |
| 4.3 | Optimierung der elektrischen Leistungsaufnahme des Gesamtsystems | 106 |
| 4.3.1 | Symmetrische Energiezuführung..... | 110 |
| 4.3.2 | Vereinfachte Energiezuführung..... | 115 |
| 4.4 | Optimierung der Schaltungstechnik hinsichtlich Leistungsaufnahme und Materialeinsatz | 118 |
| 4.4.1 | Mikrocontroller..... | 118 |
| 4.4.2 | Anwendungsadapter | 121 |
| 4.4.3 | Anzeigen | 121 |
| 4.5 | Verfahren und Umsetzung | 123 |
| 4.5.1 | Einordnung in das ISO/OSI-Modell | 123 |
| 4.5.2 | Ablauf der Kommunikation und Timing | 123 |
| 4.5.3 | Sicherungsaspekte..... | 129 |
| 4.5.4 | Leistungsbereich | 130 |
| 4.5.5 | Implizite Semantik..... | 132 |
| 4.5.6 | Acceptance Filter und applikationsspezifische Funktionen | 136 |
| 5 | Modell der Feldbussoftware des SCAN..... | 141 |
| 5.1 | Randbedingungen..... | 141 |
| 5.2 | Betriebssystem | 144 |
| 5.2.1 | Interrupt | 146 |
| 5.2.1.1 | Sendezustände bearbeiten..... | 148 |
| 5.2.2 | Hauptschleife | 152 |

| | | |
|----------|---|------------|
| 5.2.2.1 | Sendeanforderungen bearbeiten | 154 |
| 5.2.2.2 | Periodische Timeraufrufe | 156 |
| 5.2.2.3 | Bearbeitung durchführen | 158 |
| 5.2.3 | Watchdog | 163 |
| 5.2.4 | Schnittstelle..... | 164 |
| 5.2.5 | Pegelanpassung..... | 164 |
| 5.2.6 | Subroutinen..... | 165 |
| 5.3 | Beispiele der Detailmodellierung..... | 167 |
| 5.3.1 | Vorteile von Beschreibungsnetzen | 167 |
| 5.3.2 | Anordnung von Handlungssträngen | 168 |
| 5.3.3 | Ressourcenschonende Implementierung | 170 |
| 5.4 | Sonderfunktion optischer Distanzsensor..... | 172 |
| 5.4.1 | Beschreibungsnetz | 172 |
| 5.4.2 | Ablaufnetz..... | 176 |
| 5.4.2.1 | Periodischer Timer 1 s | 176 |
| 5.4.2.2 | Periodischer Timer 213 ms..... | 177 |
| 5.4.2.3 | Periodischer Timer 13 ms..... | 178 |
| 5.4.2.4 | User-Interrupt | 180 |
| 5.4.2.5 | Zyklische Sonderfunktionen..... | 182 |
| 6 | Realisierung und Validation | 183 |
| 6.1 | Feldbus Systemrealisierung | 183 |
| 6.2 | Abschließende Bewertung | 187 |
| 6.3 | Applikationen..... | 190 |
| 7 | Zusammenfassung und Ausblick | 193 |
| 8 | Anhang..... | 195 |
| 8.1 | Literaturverzeichnis..... | 195 |
| 8.1.1 | Eigene Veröffentlichungen | 195 |
| 8.1.2 | Weitere Literatur..... | 196 |
| 8.2 | Abbildungsverzeichnis..... | 203 |
| 8.3 | Tabellenverzeichnis..... | 207 |
| 8.4 | Lebenslauf | 209 |

Danksagung

Die vorliegende Arbeit wurde ermöglicht durch meine Mitgliedschaft im Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik der Technischen Universität Braunschweig. Allen die zur Entstehung beigetragen haben, spreche ich an dieser Stelle meinen Dank aus.

Insbesondere Herrn Prof. Dr.-Ing. E. Schnieder, dem Leiter des Instituts, gilt mein besonderer Dank für die langfristige Unterstützung und Katalyse meiner Ideen sowie dem Aufzeigen neuer Wege.

Weiterhin danke ich meinen langjährigen Kollegen Dipl.-Ing. Michael Meyer zu Hörste und Dipl.-Ing. Lorenz Däubler für ihre dauerhafte Unterstützung sowie den mir zur Seite stehenden Studenten.




Nicht zuletzt danke ich meiner Mutter und meinen Freunden, die mich in schwierigen Situationen stets unterstützt haben.

Verwendete Formelzeichen und Abkürzungen

| | |
|-----------------|---|
| AC | Alternating Current (Wechselstrom) |
| ADU | Analog Digital Umsetzer |
| ASCII | American Standard Code for Information Interchange |
| APC | Arbitrator-Producer-Consumer |
| ARCNET | Attached Resource Computer Network |
| ASI | Actuator Sensor Interface |
| ASK | Amplitude Shift Keying |
| ATM | Asynchronous Transfer Mode |
| BACnet | Building Automation and Control Network |
| Baud | Sendeschritttakt [Schritte/s] |
| BiA | Berufsgenossenschaftliches Institut für Arbeitssicherheit |
| Bit | kleinste binäre Informationseinheit [0,1] |
| Byte | Oktett aus Bits |
| c | Lichtgeschwindigkeit = $3 \cdot 10^8$ m/s |
| C | Kapazität [F] |
| C' | Kapazitätsbelag [F/m] |
| CAN | Controller Area Network |
| CANopen | CAN standardized communication profiles |
| CDMA | Code Division Multiple Access |
| CIM | Computer Integrated Manufacturing |
| CRC | Cyclic Redundancy Check |
| CSMA/CA | Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance |
| CSMA/CD | Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection |
| DC | Duration Current (Gleichstrom) |
| DC/DC-Konverter | Getakteter, isolierender Gleichspannungsumsetzer hohen Wirkungsgrades |
| DIA | Dezentrale Intelligente Automatisierungstechnik |
| EIA | Electronic Industries Association |
| EIB | European Installation Bus |
| EMV | ElektroMagnetische Verträglichkeit |

| | |
|------------|--|
| ESD | ElectroStatic Discharge |
| FET | FeldEffektTransistor |
| FIP | Factory Instrumentation Protocol |
| FSK | Frequency Shift Keying |
| g | Transmissionsfaktor bei Reflexionen |
| G | Leitwert [S] = $\frac{1}{R}$ |
| G' | Leitwertsbelag [S/m] = $\frac{1}{R'}$ |
| Hot-Plug | Eignung einer Baugruppe zum Stecken im laufenden Betrieb unter Betriebsspannung |
| I | Elektrischer Strom [A] |
| IEC | International Electro technical Commission |
| IEEE | Institute of Electrical and Electronic Engineers |
| INTERBUS-C | Synonym für BITBUS |
| INTERBUS-S | Ehemalige Bezeichnung des INTERBUS |
| IEEE802.3 | IEEE Norm für Ethernet (CSMA/CD) |
| IEEE802.4 | IEEE Norm für Token-Bus |
| IEEE802.5 | IEEE Norm für Token-Ring |
| ISO | International Standard Organisation |
| j | Imaginäre Zahl |
| k | Korrekturfaktor |
| L | Induktivität [H] |
| L' | Induktivitätsbelag [H/m] |
| LCN | Local Control Network |
| LDO | Low DropOut, elektronische (Spannungs-) Reglerschaltung mit geringem minimalen Spannungsabfall |
| LED | Light Emitting Diode |
| LIN | Local Interconnect Network |
| LLC | Logical Link Control |
| LON | Local Operating Network |
| MAC | Medium Access Control |
| MBUS | Meter Bus |
| MSB | Most Significant Bit |

| | |
|--------------|--|
| MVB | Multifunction Vehicle Bus |
| NOAH | Network Oriented Application Harmonisation |
| OPC | OLE for Process Control |
| OSI | Open Systems Interconnection |
| PAM | Pulse Amplitude Modulation |
| PROFIBUS | Process Field Bus |
| PSK | Phase Shift Keying |
| Q | Elektrische Ladung [C] |
| QAM | Quadrature Amplitude Modulation |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Keying |
| r | 1. Datenrate [bit/s] 2. Reflexionsfaktor 3. dynamischer Innenwiderstand [Ω] |
| R | elektrischer Widerstand [Ω] |
| R' | Widerstandbelag [Ω/m] |
| RS232 | EIA Norm für unidirektionale unsymmetrische serielle Datenübertragung |
| RS422 | EIA Norm für unidirektionale symmetrische serielle Datenübertragung |
| RS423 | EIA Norm für unidirektionale unsymmetrische serielle Datenübertragung |
| RS485 | EIA Norm für bidirektionale symmetrische serielle Datenübertragung |
| Schaltregler | Getakteter, nichtisolierender Gleichspannungsumsetzer hohen Wirkungsgrades |
| SERCOS | Serial Real Time Communication System |
| SIL | Safety Integrity Level gemäß IEC 61508 |
| S/N | Signal- zu Rauschabstand (S/R), beziehungsweise Signal to Noise Ratio (S/N) |
| SOHO | Small Office and Home |
| SPS | Speicher Programmierbare Steuerung |
| t | Zeit [s] |
| T | Zeitspanne [s] |
| TDMA | Time Division Multiple Access |

| | |
|---|--|
| TTCAN | Time-Triggered CAN |
| TTP | Time-Triggered Protocol |
| U | Elektrische Spannung [V] |
| v | Geschwindigkeit [m/s] |
| V10 | Europäische Variante der amerikanischen RS423 Norm |
| V11 | Europäische Variante der amerikanischen RS422 Norm |
| V24 | Europäische Variante der amerikanischen RS232 Norm |
| Z | Wellenwiderstand |
| α | Dämpfungskonstante |
| β | Phasenkonstante |
| γ | Leitungsdämpfung |
| η | Wirkungsgrad |
| τ | Zeitdauer eines Vorganges, beispielsweise Laufzeit einer elektrischen Leitung oder Ausdehnung einer Impulsflanke |
| ω | Kreisfrequenz, $\omega = 2\pi f$ |
|  | Ideale Spannungsquelle |
|  | Ideale Stromquelle |
|  | Strombegrenzung |

Kurzfassung

Eine unüberschaubare Anzahl von Feldbussystemen wird derzeit in der industriellen Automatisierungstechnik eingesetzt und drängt verstärkt in neue Anwendungsfelder wie Gebäude- und Fahrzeugautomatisierung. Haupthindernis für eine schnelle Verbreitung sind hohe Kosten, die aus der Komplexität und Vielfalt der Systeme entstehen.

Die Arbeit stellt methodische Grundlagen der strukturierten Systementwicklung vor und führt in die Nutzung von Petrinetzen als Beschreibungsmittel ein. Neben der Softwaremodellierung wird dabei der Zusammenhang zwischen struktureller- und Verhaltensmodellierung dargestellt.

Nach Betrachtung der Übertragungstechniken im Feldbereich werden Zugriffsstrategien mit Petrinetzen modelliert und marktübliche Systeme verglichen. Eine Definition von Zielen und Anforderungen zeigt anschließend den Weg zu einem optimierten Feldbussystem auf. Zu diesem Zweck wird ein System entworfen, welches jedem Interessenten ein einfaches aber effektives und universelles System großer räumlicher Ausdehnung unter Nutzung preiswerter, robuster Bauteile und Übertragungsmedien bereit stellt.

Die Softwarestrukturen werden mit Hilfe von Petrinetzen modelliert und insbesondere die Möglichkeiten der Nutzung eines Petrinetz-Tools zur Dokumentation sowie einer zukünftigen direkten Codegenerierung für ressourcenoptimierte Mikrocontrollersysteme aufgezeigt.

Abschließend wird eine Validation anhand der Realisierung des optimierten Feldbussystems mit Messungen am realen System durchgeführt.

1 Einleitung

1.1 Motivation und Übersicht

In der Automatisierungstechnik haben sich bereits eine Vielzahl von Feldbussystemen etabliert und sind zu einem unverzichtbaren Bestandteil der industriellen Technik geworden. Das Heranreifen dieser Systeme während der beiden letzten Jahrzehnte ist weitgehend abgeschlossen, lediglich marginale Verbesserungen der Leistungsfähigkeit werden für die Zukunft in Aussicht gestellt.

Beim Einsatz von Feldbussystemen in der Prozessleittechnik führt der zunehmende Kostendruck zu Überlegungen, die Vielzahl der in den Unternehmen eingesetzten Bussysteme stark zu reduzieren, so dass sich der Aufwand für die Schulung von Mitarbeitern in den Bereichen Planung, Montage und Instandhaltung verringert sowie die Logistik durch Beschränkung auf wenige Komponenten vereinfacht. Unterstützt wird dies durch das gleichbleibend hohe Kostenniveau der etablierten Feldbussysteme. Als neues Standard-Bussystem kristallisiert sich dabei das „Ethernet“ heraus, da dieses im Bürobereich, in den Entwicklungs- und Engineeringabteilungen sowie in den höheren Schichten der Leitsysteme bereits heute anzutreffen ist [Schwarz 99]. Jedoch bleibt das Kostenniveau weiterhin hoch und es wird auf switched-Ethernet gesetzt, welches eine Sternverdrahtung impliziert, so dass der Kabelaufwand drastisch ansteigt [Glas 00]. Auch funkbasierte Systeme rücken derzeit in den Betrachtungskreis der zukünftigen Systeme, jedoch ist bei diesen prinzipbedingt mit Einschränkungen bei der Verfügbarkeit und Systemleistung sowie einem ebenfalls hohen Kostenniveau zu rechnen.

Bestrebungen der Etablierung von Feldbustechnologien in Low-Cost Domänen wie der Gebäudeautomatisierung sind aufgrund des hohen Kostenniveaus bisher im Wesentlichen auf Projekte im kostenintensiven Zweckbau beschränkt. Systeme der Gebäudeleittechnik wie EIB, KNX und LCN haben daher den Durchbruch in den Massenmarkt nicht vollziehen können, sondern sind auf Großprojekte beschränkt.

Somit stellt sich die Frage nach der Zukunft der Feldbustechnologie. Zentrale Punkte sind dabei die Behauptung gegen das Standardsystem Ethernet in der Prozessleittechnik und die Frage des Kostenniveaus für mittlere und kleine Projekte in den Low-Cost Domänen, so dass auch aus wissenschaftlicher Sicht der Wirtschaftlichkeitsaspekt nicht zu ignorieren ist.

Eine Betrachtung der Technik und der Kostenstruktur von etablierten Systemen offenbart eine Reihe von Schwächen. Obwohl die Einführung von Feldbussystemen mit

den Vorteilen der dezentralen Verarbeitung begründet wurde, wird keine vollständige Dezentralisierung durchgeführt. Es werden lediglich lokale Inseln der Direktverdrahtung, vergleichbar mit Feldmultiplexern, gebildet, die über ein Feldbussystem miteinander verbunden werden. Diese Vorgehensweise ist einerseits durch hohe Kosten der Busknoten begründet, andererseits durch technische Restriktionen in Bezug auf die maximale Anzahl von Teilnehmern eines Bussegmentes in der Größenordnung von 32 bis 64. Dies bedingt multifunktionale Busknoten mit einer entsprechend unübersichtlichen Vielfalt von Funktionskombinationen und als Folge davon auftretende Engineeringkosten bei der Handhabung dieser Systeme. Die große Bandbreite der zur Verfügung stehenden Feldbussysteme und das Fehlen einheitlicher und damit kosten- und preisgünstig erhältlicher Busknoten verhindert somit eine weitere Ausdehnung dieser Technik in neue Anwendungsfelder hinein.

Ein nicht zu unterschätzendes Problem bei der Akzeptanz zukünftiger Massenanwendungen liegt in der Frage des Ressourcenbedarfs, sowohl bei der Herstellung in Form des Materialeinsatzes, als auch im laufenden Betrieb in Form des Energiebedarfs und der daraus resultierenden laufenden Kosten.

Die vorliegende Arbeit analysiert die bestehenden Systeme und zeigt Wege zu neuen Lösungsansätzen im Feldbusbereich auf. Zu Beginn werden Grundlagen der Modellbildung von Systemen mit Hilfe des Beschreibungsmittels Petrinetze dargestellt. Nach einer Darstellung der Grundlagen der Datenübertragung werden die beim Zugriff auf das Übertragungsmedium eingesetzten Buszugriffsverfahren modelliert und vergleichend gegenübergestellt. Auf dieser Grundlage werden die etablierten Systeme klassifiziert, bewertet und Anforderungen zur Eignung von Systemen in neuen Anwendungsfeldern ermittelt.

Basierend darauf werden Zielanforderungen an zukünftige Feldbussysteme definiert und unter Nutzung eines neuen Feldbusansatzes (siehe [Schrom 02]) die Optimierung von elektrischer Übertragung, Energieversorgung und Materialeinsatz inklusive der zugehörigen Schaltungstechnik sowie des Timings beim Zugriff auf das Übertragungsmedium durchgeführt.

Die notwendige Systemsoftware wird in einem Petrinetz-Modell realisierungsnah unter Berücksichtigung des Programmflusses bei Mikrocontrollern spezifiziert und umgesetzt. Abschließend wird die Realisierung des optimierten Systems vorgestellt.

1.2 Umfeld

Die bisherigen Arbeiten beschäftigten sich ausführlich mit der theoretisch/methodischen Untersuchung von Feldbussystemen. Am Beginn stand die Konzeption der Kommunikation inklusive der Konfigurationsmethodik im Zusammenhang mit dem Projekt „Methodische Partitionierung und Parametrierung von Feldbussen“ [Kiefer 96], welche ausführlich die systematische Anforderungsanalyse, Funktionszuordnung und Parameteroptimierung von Feldbussystemen betrachtet [Kiefer et al. 94], [Kiefer et al. 95-1], [Kiefer et al. 95-2], [Kiefer et al. 95-3], [Kiefer et al. 95-4].

Die besonderen dynamischen Eigenschaften feldbusgestützter Regelkreise bezüglich Stabilität und Reaktion auf Störgrößen wurden in [Husmann 97] analysiert und in Abhängigkeit von den Parametern des zugrunde liegenden Feldbussystems dargestellt.

Im DFG-Projekt SCHIENENBUS „Methodische Ansätze für die Auswahl und Bewertung von Feldbussystemen am Beispiel des schienengebundenen Verkehrs“ [MeyerHörste et al. 97] wurden verschiedene Feldbussysteme wie CAN und PROFIBUS mathematisch modelliert, anschließend simuliert und zur Validation der Ergebnisse abschließend experimentell untersucht. Neben einigen Anwendungsbeispielen wurde das Problem der Partitionierung untersucht sowie die Parameteroptimierung mit Hilfe von genetischen Algorithmen und Hillclimbing-Verfahren durchgeführt. Das Projekt ZUGBUS „Modellierung und Auswahl von Zugbussystemen für den Güterverkehr“ [Bikker 99] dehnte dies nach einer Anforderungsanalyse mit Hilfe des Requirement Engineerings auf eine Verhaltenssimulation des Feldbussystems LON aus. Ausgangspunkt war dabei das in den USA eingeführte ECP-System (Electronically-Controlled Pneumatic Braking-System).

Das zeitliche Verhalten von Bussystemen in flugmesstechnischen Anwendungen wurde im Rahmen des Sonderforschungsbereiches SFB 420 untersucht und mit unterschiedlichen Beschreibungstechniken wie Warteschlangen, Genetische Algorithmen und Petrinetzen dargestellt sowie der Gesamtprozess in die Bestandteile Verarbeitung, Kommunikation und Speicherung zerlegt [Mircescu 97-1], [Mircescu et al. 97-2], [Mircescu et al. 97-3], [Mircescu et al. 98], [Mircescu et al. 99].

Aktuelle Arbeiten beschäftigen sich mit der Ausweitung der Anwendungsbereiche und der Entwicklung neuer Feldbussysteme für spezielle Einsatzzwecke wie beispielsweise explosionsgefährdete Bereiche [Gerl/Wag 99].

Experimentelle Untersuchungen an Feldbussystemen sowie der Einsatz des im Rahmen dieser Arbeit genutzten Petrinetz-Tools „Artifex“ wurden vom Autor in diversen Projekten durchgeführt (Tabelle 1-1).

| Projekt | Bussystem / Tool | Literatur |
|--|------------------|---|
| Railort | CAN | [Röver et al. 99], [Bikker et al. 98], [Klinge et al. 98], [Schrom 97] |
| SFB420 | Profibus | [SFB 00] |
| SatZB (Satellitenge- stützter Zugleitbetrieb) | Artifex | [Schrom et al. 00-2], [Bahn 98], [MeyerHörste et al. 00] |
| Infrarot-CAN | CAN | [Illgen et al. 00] |
| SATNAB | CAN | [Bikker et al. 00-1], [Bikker et al. 00-2], [Däubler et al. 02] |
| Demonstrator | SCAN | [Einer et al 02-1], [Einer et al 02-2] |

Tabelle 1-1: Bearbeitete Feldbus und Petrinetz-Werkzeug bezogene Projekte

2 Methodische Grundlagen

2.1 Strukturierte Systementwicklung

Die Systementwicklung vollzieht sich in den zwei Phasen Entwurf und Realisierung. Im ersten Schritt werden in der Entwurfsphase Modelle herausgearbeitet, die in der Realisierungsphase in konkrete Hard- und Software umgesetzt werden. In allen Phasen kommen dabei Beschreibungsmittel, Methoden und Werkzeuge zum Einsatz [Schnieder 99], wobei hier das Augenmerk auf der Realisierungsphase liegt.

2.1.1 Modellbildung

Nach allgemeinem Verständnis bildet ein Modell einen Teil der Realität und davon diejenigen Eigenschaften ab, die für den Einsatzzweck des Modells relevant sind, andere werden nur verkürzt dargestellt. Ein Modell kann die Beschreibung eines bestimmten Sachverhaltes darstellen, dem Erkenntnisgewinn dienen oder ein reales System ersetzen.

2.1.2 Das BMW-Prinzip: Beschreibungsmittel, Methode, Werkzeug

Beschreibungsmittel, Methode und Werkzeug sind in weiten Teilen orthogonal zueinander und finden in einem aufeinander abgestimmten Zusammenspiel beim Systementwurf Anwendung [Schnieder 99]. Zur Verdeutlichung des Zusammenhangs seien hier jeweils die Definitionen des GMA Unterausschusses 1.8.1 erwähnt [GMA 98], [Schnieder 92]:

Beschreibungsmittel:

Ein Beschreibungsmittel beschreibt in graphischer Form bestimmte Sachverhalte zur visuellen Wahrnehmung und Speicherung. Beschreibungsmittel umfassen alphanumerische Zeichen, Symbole oder sonstige graphische Darstellungselemente (Semiotik) sowie Konventionen über deren Kombination (Syntax). Den einzelnen Darstellungselementen, ihren Kombinationen und Zuordnungen werden bestimmte Bedingungen oder Konzepte aus einem bestimmten fachlichen Kontext zugeordnet, die mehr oder weniger detailliert und formal spezifiziert sind (Semantik).

Zur Formulierung der Vorgehensweise und der Aufgabenstellung sowie zu deren Lösung, ihrer Realisierungsmittel und zur Bedienungshandhabung im Betrieb sind in jedem Fall Beschreibungsmittel essentielle Voraussetzung. Methoden und Werkzeuge zu ihrer Entwicklung sind nicht unbedingt notwendig. Daher wird dem Entwicklungsmittel „Beschreibung“ ein Primat zuerkannt.

Methode:

Eine Methode ist eine auf einem Regelsystem aufbauende Vorgehensweise, nach Sache und Ziel planmäßig, zur Erlangung von Erkenntnissen und praktischen Ergebnissen.

Der methodische Entwurf unterscheidet sich vom häufig handwerklich-intuitiv praktizierten oder industriell-werkzeuggestützten Entwurf durch die explizite Anwendung eines heuristisch-empirischen Regelsystems.

Werkzeug:

Werkzeug zur Unterstützung des Menschen bei oder während der Herstellung von Ergebnissen. Heute wird der Begriff Tool meist als durch Rechensysteme (Hardware/Software) realisiert verstanden.

Ohne unterstützende Werkzeuge ist der Einsatz von Beschreibungsmitteln und Methoden bei allen Tätigkeiten im Lebenszyklus nur begrenzt von Nutzen. Notwendiger Weise beziehen sich die Werkzeuge auf bestimmte Beschreibungsmittel und verkörpern die technische Umsetzung von Methoden. Elementare Aufgaben von Werkzeugen sind z. B. die Dokumentationsunterstützung mit Editierung, Archivierung, Dokumenten- und Versionsverwaltung, Volltextsuche usw.

2.1.3 Modelle des Entwicklungsprozesses

Die strukturierte Systementwicklung vollzieht sich traditionell nach dem Wasserfallmodell (Abbildung 2-1). Nach einer Spezifikationsphase, welche die Analyse von System- und Softwareanforderungen beinhaltet, folgen Entwurf, Implementierung, Test und Betrieb, wobei jeweils Rückkopplungen aufgrund von Änderungen zur nächsthöheren Ebene vorgesehen sind. Dieses einfache Modell wird im Rahmen des V-Modells in jeder Ebene um Testfälle zur Verifikation und Validation erweitert, um eine umfassende Qualitätssicherung zu ermöglichen [Balzert 98]. Weitere Ergänzungen in Richtung einer

flexiblen und optimal an die Ziele angepassten Entwicklung führen zum Spiralmodell, wobei zyklisch die vier Schritte

- Identifikation der Ziele und Randbedingungen verschiedener Alternativen
- Risikoanalyse (Evaluierung der Alternativen)
- Prototypenerstellung unter Festlegung eines Prozessmodells
- Überprüfung der Ergebnisse des aktuellen und Planung des Folgezyklus

durchlaufen werden [Balzert 98]. Darauf aufbauende weitergehende Prozessmodelle, die insbesondere eine ausführliche Dokumentation und Modelle zur Veranschaulichung beinhalten, werden ausführlich in [MeyerHörste 03] untersucht.

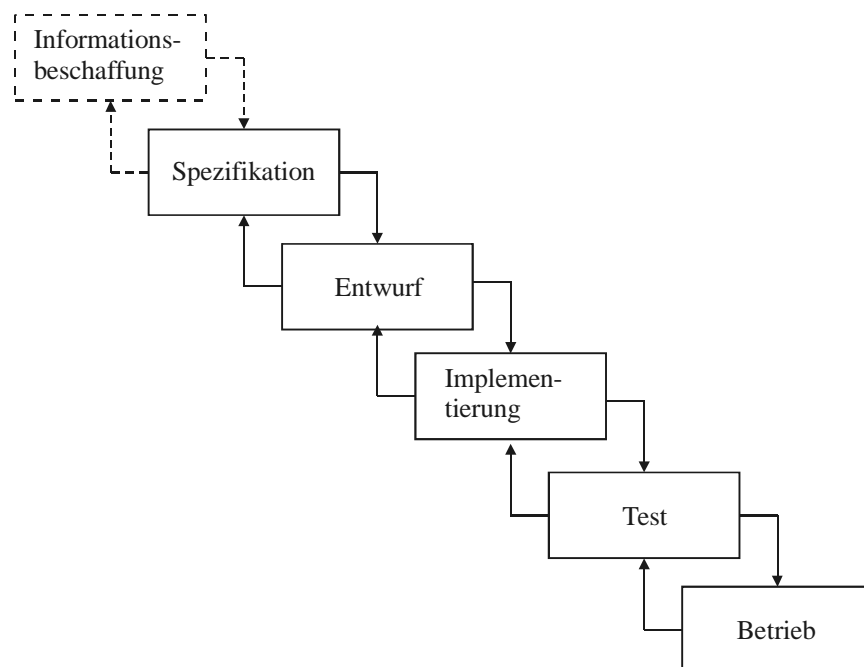


Abbildung 2-1: Wasserfallmodell der Systementwicklung

Zur Sicherstellung einer mit vertretbarem Aufwand umsetzbaren Spezifikation sind bei bestimmten Projekten Detailkenntnisse der verfügbaren Komponenten unabdingbar (siehe Unterkapitel 2.2), die, wie im Spiralmodell vorgesehen, anhand von Prototypen erlangt werden können oder im Wasserfallmodell noch vor der Spezifikation zu beschaffen sind. Der Vorteil des Wasserfallmodells liegt, neben dem durch die Einfachheit bedingten geringen Managementaufwand, im klaren Top-Down Vorgehen, welches Systeme strukturiert aus dem Abstrakten herleitet und so das Zusammenwirken

der Systembestandteile exakt beschreibt, jedoch die Implementierungsdetails vernachlässigt.

Der komplementäre Bottom-Up Ansatz geht den entgegengesetzten Weg und schafft eine Ausgangsbasis durch Entwicklung von Prototypen zur Problemklärung oder eines Kerns (Nukleus), der zu Beginn essenzielle Kernfunktionen erfüllt und schalenartig erweitert wird, was einen leistungsfähigen Ansatz darstellt und in der Startphase die größten Freiheiten bezüglich der Realisierung bietet. Der Bottom-Up Ansatz findet sich auch bei objektorientierten Methoden in Form von wiederverwendbaren Funktionsmodulen. Bei der Erweiterung dieser detailliert ausgeführten Kerne oder Module besteht jedoch das Problem, dass die gewünschte Gesamtsystemstruktur nur mit hohem Aufwand und strukturellen Schwächen erreicht werden kann und nachträgliche konzeptionelle Erweiterungen oder Änderungen lediglich mit großem Aufwand möglich sind.

2.1.4 Systemverständnis

Bei der Beschreibung von Systemen können nach [Schnieder et al. 01] verschiedene Wege beschritten werden. Sowohl strukturelle, funktionale als auch Verhaltensbeschreibungen sind möglich. In Abbildung 2-2 ist der Zusammenhang dargestellt, wobei die explizite Struktur gleichzeitig implizit die Funktion enthält, ebenso die explizite Funktion das implizite Verhalten. Obwohl Modellierungen im strukturellen Bereich ablaufen und formale Untersuchungen vorteilhaft an expliziten (mathematischen) Funktionen vorgenommen werden, besitzt das explizite Verhalten einen hohen Stellenwert, da es intuitiv am besten fassbar ist und somit zum schnellen Verständnis eines Systems beiträgt und experimentell bestätigt werden kann. Aus diesem Grunde wird im Folgenden neben modellhaften Strukturen ebenso Wert auf eine Darstellung des Verhaltens gelegt.

Da sich ein explizites Verhalten durch verschiedene Funktionen und durch eine noch größere Menge von verschiedenen Strukturen erreichen lässt, sind neben den hier angegebenen Strukturen weitere Lösungsmöglichkeiten gegeben, die zum gleichen Verhalten führen. Somit werden lediglich Beispiele aus dem Strukturlösungsraum aufgezeigt.

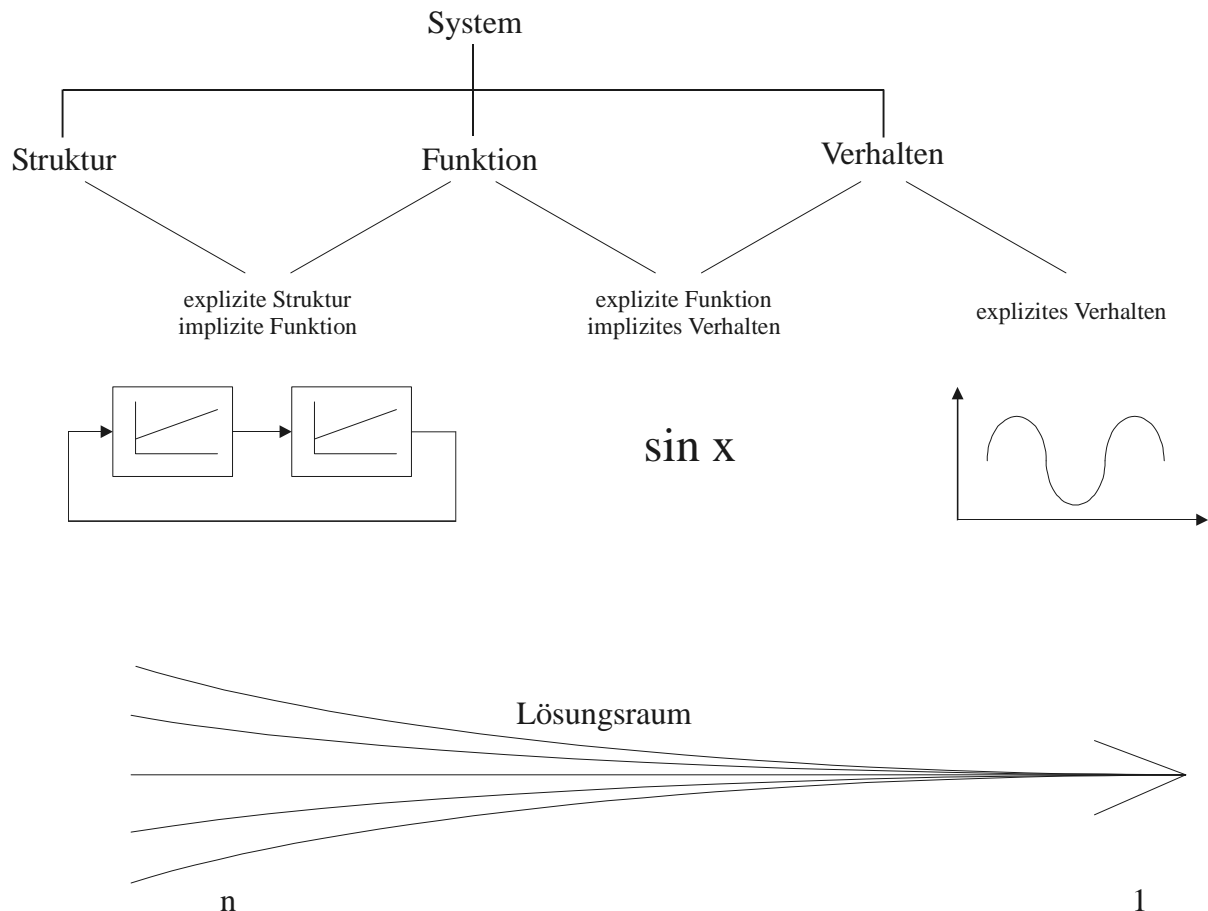


Abbildung 2-2: Zusammenhang von Struktur, Funktion und Verhalten mit Bezug zur Systementwicklung

2.2 Entwicklungssystematik

Bei Hardwareprojekten oder hardwarenahen Softwareprojekten ist ein Top-Down Vorgehen im Allgemeinen nicht sinnvoll oder nicht möglich, da spezifische Angaben zur Hardware und deren Ansteuerung per Software nicht verfügbar sind. Insbesondere bei Entwicklung hardwareoptimierter Low-Cost Systeme ist die Informationsbeschaffung zur Vorabkenntnis der potentiellen Hardware notwendig, so dass der Weg über eine rein funktionale Spezifikation nicht möglich ist. Funktionen, die in Hardware aus Kostengründen nicht realisierbar sind, werden daher in Software verlagert, umgangen oder nicht realisiert, sofern es sich nicht um essenzielle Funktionen handelt und deshalb ein Verzicht möglich ist. Die Verlagerung kann auch durch die Festlegung von Verfahren begleitet werden, die eine Verlagerung erst ermöglichen.

Die von Bauteilherstellern publizierten Daten und bereitgestellten Application Notes enthalten zwar augenscheinlich alle notwendigen Informationen, beschränken sich bei genauer Betrachtung jedoch auf die Angabe von Grenzwerten und unter optimalen

Bedingungen erreichbaren Spitzenwerte, wobei insbesondere diese Spitzenwerte meist nicht gleichzeitig erzielbar sind. Für den normalen Betriebsfall sind meist keine oder lediglich unzureichende Angaben verfügbar, meist in Form von Beispielen (Softwarebruchstücke oder Hardwareeinbindung). Diese zeigen in dem durch diverse Parameter und Vorgehensmöglichkeiten aufgespannten Merkmalsraum jedoch nur einen möglichen Korridor auf und sagen nichts über den notwendigen Grad der Einhaltung der einzelnen Parameter beziehungsweise über die Breite des Korridors an dieser Stelle aus. Da es nicht möglich ist alle Parameter mit vertretbarem Aufwand gleichzeitig exakt einzuhalten, besteht vor Einsatz der Hardware die Notwendigkeit, die zulässigen Abweichungen für den vorgesehenen Anwendungsfall zu ermitteln oder gegebenenfalls Alternativkorridore zu finden. Dies bedingt die Erstellung eines horizontalen Pilotsystems¹ (siehe [Balzert 98] und Abschnitt 2.1.3) aus Hardware und Systemsoftware, um die Hardwareminimierung zu garantieren und die grundsätzliche Machbarkeit des gewählten Korridors nachzuweisen beziehungsweise die relevanten Parameter zu identifizieren und zu quantifizieren. Erst nachdem diese Bottom Parameter feststehen, sind auch die Anforderungen an die Gesamtsoftware sinnvoll zu definieren, so dass im anschließenden Schritt im Top-Down Verfahren die Gesamtsoftware entworfen und entwickelt werden kann.

2.3 Petrinetze als Beschreibungsmittel

2.3.1 Farbige hierarchische Petrinetze

Petrinetze sind eine spezielle Form der markierten, gerichteten Graphen. Sie sind besonders geeignet diskrete Systeme zu beschreiben, insbesondere Parallelitäten lassen sich vorteilhaft darstellen [Abel 90], [Baumgarten 90], [Jensen 92], [Schnieder 99]. Neuere Arbeiten beschäftigen sich neben stochastischen und Fuzzyerweiterungen [Fay 99] mit der Integration kontinuierlicher und diskreter Modelle [Decknatel 01].

Petrinetze bestehen aus den Grundelementen Stelle, Transition und Kante. Stellen können markiert werden. Diese Marken bewegen sich entlang der Kanten zu Transitionen beziehungsweise von Transitionen zu Stellen. Eine Transition ist dann schaltfähig, wenn alle Vorplätze mit Marken belegt und alle Nachplätze für Marken aufnahmefähig sind. Beim Schalten einer Transition werden die Marken der Vorplätze abgezogen und alle Nachplätze mit Marken belegt (Abbildung 2-3). Einfache Marken

¹ Prototyp hoher Qualität, der zum entgeltigen Produkt migriert. Ein horizontales Pilotsystem erfüllt alle Anforderungen *einer* Systemschicht vollständig, die anderen Schichten werden später ergänzt.

tragen keine weiteren Informationen außer ihrem Vorhandensein. In Bedingungs-Ereignis-Netzen (BE) kann ein Platz maximal eine Marke aufnehmen, das heißt ein Platz ist markiert oder nicht markiert. In Stellen-Transitions-Netzen (ST) kann jeder Platz im Rahmen seiner Platzkapazität mehrere Marken aufnehmen. Ein Kantengewicht gibt an, wie viele Marken gleichzeitig beim Schalten einer Transition über die jeweilige Kante fließen. Bei farbigen Petrinetzen enthalten die Marken zusätzliche Informationen, die Marken sind somit unterscheidbar. Die Typisierung der Marken geschieht durch Zuordnung einer Farbe. Zeitbewertete Petrinetze ermöglichen die Festlegung einer Platzverweildauer oder einer Schaltverzögerung beziehungsweise Schaltdauer von Transitionen. Bei einer Schaltverzögerung bleiben die Marken für den Zeitraum der Verzögerung auf den Vorplätzen liegen, bis sie durch das Schalten der Transition abgezogen werden. Bei einer Schaltdauer werden die Marken sofort abgezogen und zeitverzögert Marken auf den Nachplätzen abgelegt. Hierarchiekonzepte ermöglichen die Verfeinerung von Stellen und Transitionen durch Unternetze, häufig werden auch weitergehende objektorientierte Ansätze verfolgt.

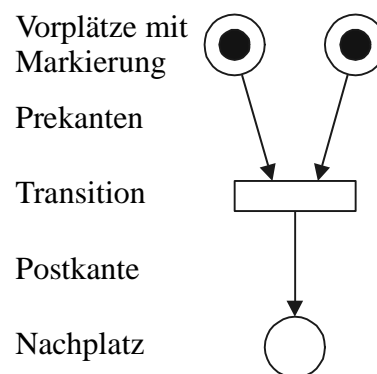


Abbildung 2-3: Grundlegende Petrinetz-Elemente

Insbesondere das Hierarchiekonzept ist von großer Bedeutung, da jedes Problem mit größerer Zuverlässigkeit gelöst werden kann, wenn es in kleine Teile zerlegt wird und jedes Teil untersucht und getestet werden kann. Anschließend werden diese Module hierarchisch wieder zu einem gemeinsamen Ganzen zusammengesetzt.

Durch Ermittlung des Erreichbarkeitsgraphen aus einem betrachteten Petrinetz lassen sich partielle und totale Verklemmungen in Form von toten Markierungen erkennen. Ebenso lassen sich die Lebendigkeit und Reversibilität von Netzen und damit tote Transitionen erkennen. Werden Knoten in einem Bereich partieller Verklemmung zusammengefasst, so spricht man von einer Kondensation. Ein Überdeckungsgraph entsteht bei zyklischen Abläufen durch Faltung aus dem Erreichbarkeitsgraphen.

2.3.2 Tools

Neben dem bekannten Tool Design-CPN, welches umfangreiche Analysemöglichkeiten für farbige Petrinetze bietet, existiert eine Reihe weiterer Tools. Hervorzuheben ist hierbei das Tool Artifex, welches eine automatische Codegenerierung (C-Code) bietet [Artis 99]. Dieses Tool wird für die weiteren Betrachtungen zugrunde gelegt.

Artifex realisiert farbige hierarchische Petrinetze, wobei die Kopplung zwischen verschiedenen Teilnetzen über sogenannte Fusion-Places erfolgt. Wird für einen Platz keine Farbe spezifiziert, so wird der Typ „NUL“ als Default verwendet. Die Platzkapazität ist unendlich und die Kantenbewertung eins. Eine Zeitbewertung von Transitionen in Form von Schaltverzögerung oder Schaltdauer ist möglich. Transitionen lassen sich mit Prioritäten belegen, wodurch die Reihenfolge für den Test auf Schaltfähigkeit festgelegt wird, falls mehrere Transitionen die selbe Marke von einem Platz über ihre Prekanten abziehen wollen. Test- und Schreib-/Lesekanten sind vorhanden, Inhibitoranten jedoch nicht. Die Anzahl der Initialmarkierungen kann für jeden Platz festgelegt werden. Alle Transitionen und Plätze sind mit netzweit eindeutigen Namen zu versehen. Innerhalb der Transitionen können Aktionen ausgeführt werden, beispielsweise Manipulationen der Markeninhalte. Dies geschieht bei Artifex üblicherweise durch Standard C-Code. Abbildung 2-4 verdeutlicht die Möglichkeiten anhand eines Beispiels.

2.4 Softwaremodellierung mit Petrinetzen

In der Vergangenheit wurden sowohl Transformationen zwischen Petrinetzen und digitalen Gatterschaltungen dargestellt [König/Quäck 88], als auch die Ablaufsequenzen paralleler Programme mit der Petrinetz-Unterklasse der Kontrollstruktur-Netze unter besonderer Berücksichtigung von Synchronisation und Anstoß paralleler Prozesse in Multitaskingsystemen untersucht [Herzog 76].

Hier werden Softwarestrukturen, gemeinsam mit einer zusätzlichen Beschreibung innerhalb eines ausgewählten Tools, in einem simulationsfähigen Zustand entwickelt. Eine spätere automatische Codegenerierung wird dabei berücksichtigt.

Während bisherige Simulationsansätze für Feldbussysteme meist unter der Annahme von Vereinfachungen beim Buszugriffs durchgeführt wurden, ist hier sowohl die Simulation jedes Details des Zugriffsverfahrens und der Vorgänge innerhalb der Busknoten möglich, als auch das Zusammenwirken der Busknoten innerhalb eines Gesamtsystems.

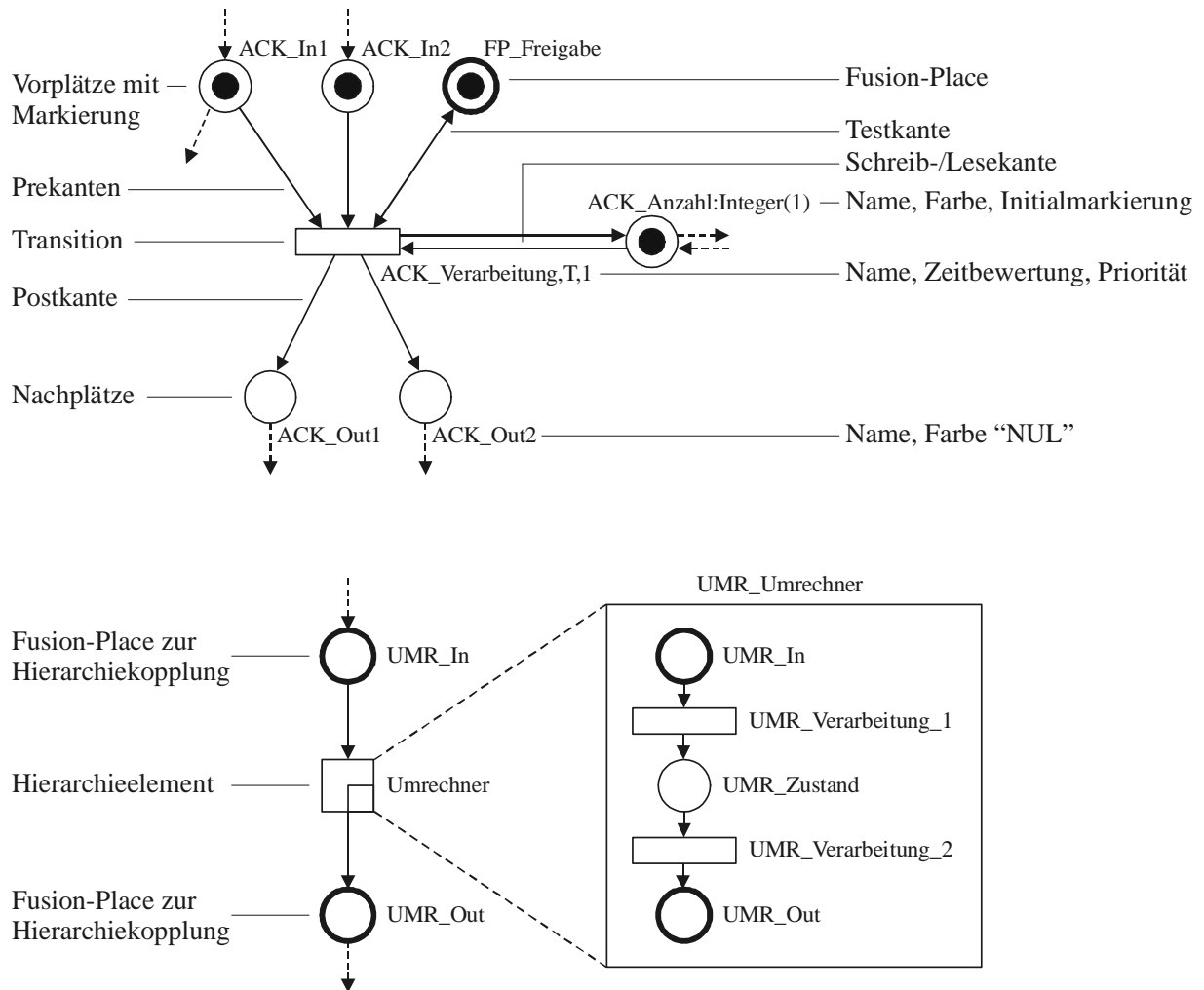


Abbildung 2-4: Petrinetz-Darstellung im Tool „Artifex“

In [Kiefer 96] und [Bikker et al. 99] werden Simulationssysteme unter Verwendung kondensierter Busteilnehmer erstellt, wobei eine Umsetzung des Verhaltens, beispielsweise des Buszugriffs, in das Modell notwendig ist. Die Qualität und Realitätsnähe der Simulationsergebnisse ist damit von der Qualität der Umsetzung in Simulationsfunktionen abhängig. Insbesondere ist es nicht möglich in der Simulation Fehler zu entdecken, die bei der Umsetzung nicht modelliert wurden. Im Gegensatz dazu werden hier nicht die zugrunde liegenden Funktionen implementiert, sondern Funktion und Verhalten ergeben sich aus der Struktur (siehe auch Abbildung 2-2). Weiterhin wird keine Faltung der Teilnehmer durchgeführt, sondern jeder Busknoten in einer eigenen Task ausgeführt und als Instanz einer Klasse betrachtet, so dass ein direkter Übergang vom Busknotenmodell zum ausführbaren Code möglich ist.

2.4.1 Transformation

Die Petrinetz-Strukturen sollen hier im Wesentlichen die Struktur des Programmflusses abbilden, wozu lediglich die Befehle in Netzstrukturen transformiert werden, die den Programmfluss beeinflussen. Befehle, die der Datenmanipulation dienen, werden innerhalb der Transitionen niedergelegt (Unterabschnitt 2.4.1.2). Neben dem Datentransport durch farbige Marken sind Speicher notwendig, die einen Zugriff aus allen Teilbereichen des Gesamtnetzes ermöglichen, unter anderem auch zum Zweck der Synchronisation. Unterschiedliche Arten der Modellierung von Speichern werden in Unterabschnitt 2.4.1.3 erläutert.

2.4.1.1 Programmfluss

Neben dem Programmstart, der durch einen Platz mit einer Initialmarke dargestellt wird, ist das am häufigsten anzutreffende Konstrukt die „IF – THEN – ELSE“ Konstruktion (Abbildung 2-5). Sie wird durch einen Platz mit zwei nachfolgenden bedingungsbehafteten Transitionen dargestellt. Aus Übersichtlichkeitsgründen erhalten diese beiden Transitionen lediglich Schaltbedingungen und keine Aktionen, so dass eine für die Entscheidung aussagekräftige Namensgebung möglich ist. Da weder Bedingungen noch Aktionen direkt in der graphischen Darstellung des Tools Artifex abzulesen sind, trägt diese Art der Namensgebung zum schnellen Erfassen der Netze bei. Die Bezeichnungen der nachfolgenden Plätze sollten die nach der Entscheidung erreichten Zustände aus einer globalen Sichtweise heraus verdeutlichen. Erst die hierauf folgenden Transitionen stehen daher für Datenmanipulationen beziehungsweise Aktionen zur Verfügung. Der Eingangsplatz der Bedingungstransitionen kann in seiner Bezeichnung explizit die zur Entscheidung anstehende Frage enthalten, falls dies nicht prägnant aus den Bedingungstransitionen hervorgeht. Im anderen Fall ist der Vorzustand zur Namensgebung heran zu ziehen.

Das „CASE“ Konstrukt besitzt starke Ähnlichkeit mit dem „IF – THEN – ELSE“ Konstrukt und bietet im Vergleich zu diesem eine beliebige Anzahl von parallelen Bedingungen. Die Namensvergabe erfolgt analog zum „IF – THEN – ELSE“ Konstrukt. Da eine direkte Umsetzung in Assemblercode schwierig ist, geschieht die Realisierung meist durch eine Aneinanderreihung von „IF – THEN “ Abfragen oder den Aufbau eines binären Entscheidungsbaumes, der jedoch je nach Anwendungsfall nicht vollständig ausgeglichen ist. Die Binärentscheidungen kommen dabei der Realisierung in einem Mikrocontroller entgegen. Zum besseren Verständnis ist es oft vorteilhaft zusätzlich eine Entscheidungstabelle anzugeben, insbesondere bei einem Binärbaum, da als Bedingung innerhalb der Transitionen unterschiedliche Kombinationen von Flags getestet werden können. Eine ausführliche Betrachtung bezüglich der Überführbarkeit

und Bewertung von Petrinetzen und Entscheidungstabellen ist in [Spannuth 91] zu finden.

Die Schleifenkonstruktion „REPEAT – UNTIL“ besteht aus einem Schleifenstartplatz und der darauf folgenden Transitionsaktion innerhalb der Schleife. Diese Transition kann auch durch weiter gehende Teilnetze substituiert werden. Die abschließende Entscheidung führt zur Abbruchbedingung (*Bed1* in Abbildung 2-5) oder zur Schleifenbedingung (*Bed2*). Der Aufbau der „WHILE“ Schleife ist ähnlich, jedoch befindet sich die Entscheidung bezüglich des Schleifenabbruchs am Beginn.

Der Aufruf von Subroutinen mit „CALL“ und abschließendem „RETURN“ wird über Fusion-Places realisiert. Spezielle graphische Symbole, wie beispielsweise in [Sonnenberg 76] eingeführt, werden vom Tool nicht unterstützt. Werden mehrere Instanzen des gleichen Unterprogramms benötigt, so sind die Marken vor dem Eintritt über den Fusion-Place zu instanzieren, das heißt es sind farbige Marken zu verwenden und jede Marke erhält eine exklusive Kennung. Dies ist insbesondere auch bei rekursiven Aufrufen zu beachten. Wenn lediglich eine Instanz notwendig ist wie bei dem in Kapitel 5 beschriebenen System, bei dem sich lediglich eine Marke im Umlauf der potentiell aufrufenden Netzmenge befindet, vereinfacht sich die notwendige Maßnahme auf die Generierung eines zweiten Tokens an der Aufrufstelle, so dass eine korrekte Rückkehr durch die Schaltbedingung der folgenden Transition gesichert ist.

Ein „END“ Konstrukt ist lediglich innerhalb von Multitaskingumgebungen notwendig, bei einfachen Mikrocontrolleranwendungen ist ein determinierter Programmabbruch im Allgemeinen nicht vorgesehen.

2.4.1.2 Datenmanipulation

Befehle, die der Datenmanipulation dienen, werden innerhalb von Transitionen niedergelegt. Dabei sind verschiedene Detaillierungsgrade möglich, die sich im Laufe des fortschreitenden Entwicklungsprozesses vertiefen (siehe Simulationskonzept in Unterabschnitt 2.4.1.6). Zu Beginn sind aussagekräftige Namen der Transitionen ausreichend, um das Verständnis des Gesamtablaufes zu ermöglichen.

2.4.1.3 Modellierung von Speichern

Speicher lassen sich auf zwei unterschiedliche Arten modellieren. Einerseits explizit, als Stelle mit permanent vorhandener Speichermarkierung und ausschließlichen Test-beziehungsweise Schreib-/Lesezugriffen, oder implizit, als Variable laut C-Notation. Beide Fälle besitzen spezifische Vorteile. Während die explizite Notation anschaulich ist, vermeidet die zweite Notation eine unübersichtliche Anzahl von Kanten, falls der Speicherplatz von entfernt liegenden Netzteilen oder anderen Unternetzen genutzt wird.

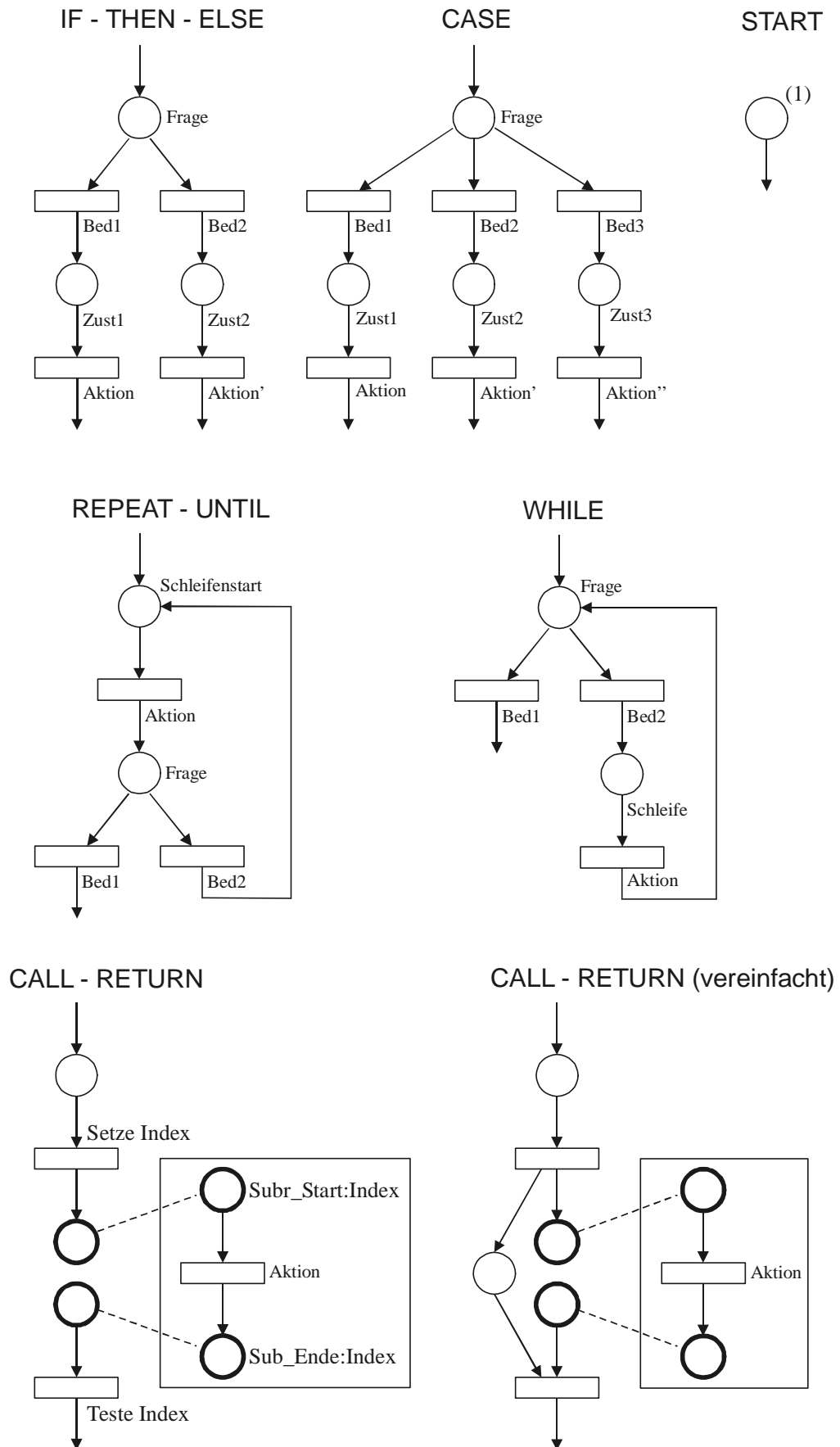


Abbildung 2-5: Modellierung von Programmflussstrukturen mit Petrinetzen

Die implizite Notation kommt auch dem Speichermodell einfacher Prozessoren entgegen, da eine Eins-zu-Eins Abbildung möglich ist. Einen Sonderfall stellen Flags dar, die den Anstoß zu einer Verarbeitung geben. Das Flag wird zu diesem Zweck durch eine Transition gesetzt und durch eine andere Transition, gegebenenfalls innerhalb eines anderen Unternetzes, im Rahmen eines Polling überprüft. Nach Erkennung des aktiven Flags wird dieses rückgesetzt und die Verarbeitung gestartet. Der gesamte Vorgang lässt sich sehr anschaulich direkt durch einen Platz mit einer Prekante zur setzenden Transition und einer Postkante zur Start-Transition der Verarbeitung modellieren.

Schwierigkeiten treten auf, wenn aus einem Unternetz heraus sowohl Test- oder Schreib-/ Lesekanten, als auch abziehende Postkanten möglich sind, da das Tool Artifex eine Mehrfachkantenanbindung nicht zulässt. Falls Flags, die der Verarbeitungssteuerung dienen, aus Übersichtlichkeitsgründen implizit modelliert werden, so lässt sich der resultierende Programmfluss nur im Beschreibungsnetz direkt ablesen (siehe Unterabschnitt 2.4.2.2).

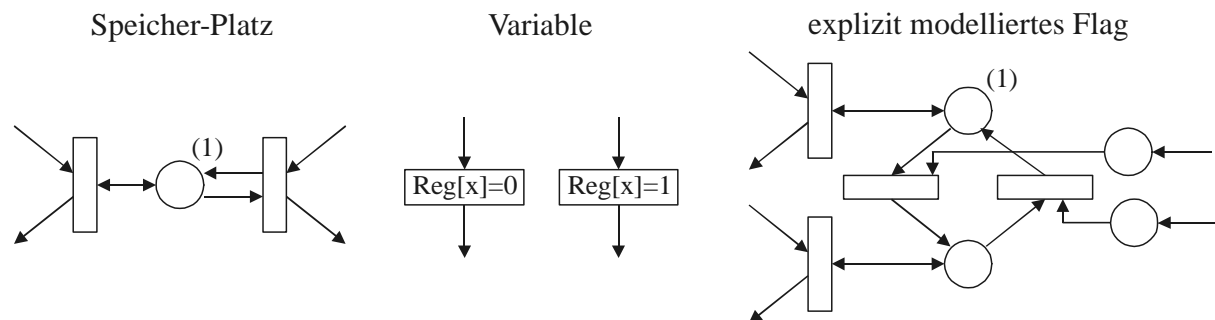


Abbildung 2-6: Unterschiedliche Modellierungsmöglichkeiten von Speichern in Petrinetz-Darstellung

2.4.1.4 Bezeichnungsvergabe, Anordnung und Struktur

Sind mehrere Aktionen hintereinander durchzuführen, die sich nicht mit einem gemeinsamen Begriff beschreiben lassen, so sind diese auf mehrere Transitionen zu verteilen, um die Erfassbarkeit der essenziellen Aktionen zu sichern. Abbildung 2-7 verdeutlicht dies an einem Beispiel. Die verkürzte Version ist zwar für den ursprünglichen Modellierer nachvollziehbar, für beliebige Personen ist jedoch ausschließlich die ausführliche Version leicht verständlich. Plätze oder Transitionen, die lediglich als Trennung zwischen zwei Aktionen oder Zuständen notwendig sind und für die sich somit keine offensichtliche Bezeichnung ergibt, erhalten die Bezeichnung des vorhergehenden Elementes mit dem Zusatz „P_“ oder „T_“.

Alle Platz- und Transitionsbezeichnungen beginnen zweckmäßiger Weise mit einer Kurzbezeichnung des jeweiligen Unternetzes, was die Auffindbarkeit und die Unterscheidbarkeit ähnlicher Bezeichnungen innerhalb des Gesamtmodells erleichtert.

Die Bezeichnungen von Transitionen in „IF – THEN – ELSE“ und „CASE“ Konstrukten sollen die zugrunde liegenden Schaltbedingungen im Kern erfassen, also die Bezeichnung der getesteten Flags oder Datenfelder sowie den Wert auf den getestet wird. Bei Bedarf sind mehrere Flags und Datenfelder innerhalb einer Bezeichnung aufzuführen. Der erreichte Systemzustand, der aus einem positiven Test der vorgeschalteten Transition resultiert, ist in die Bezeichnung des folgenden Platzes einzubringen.

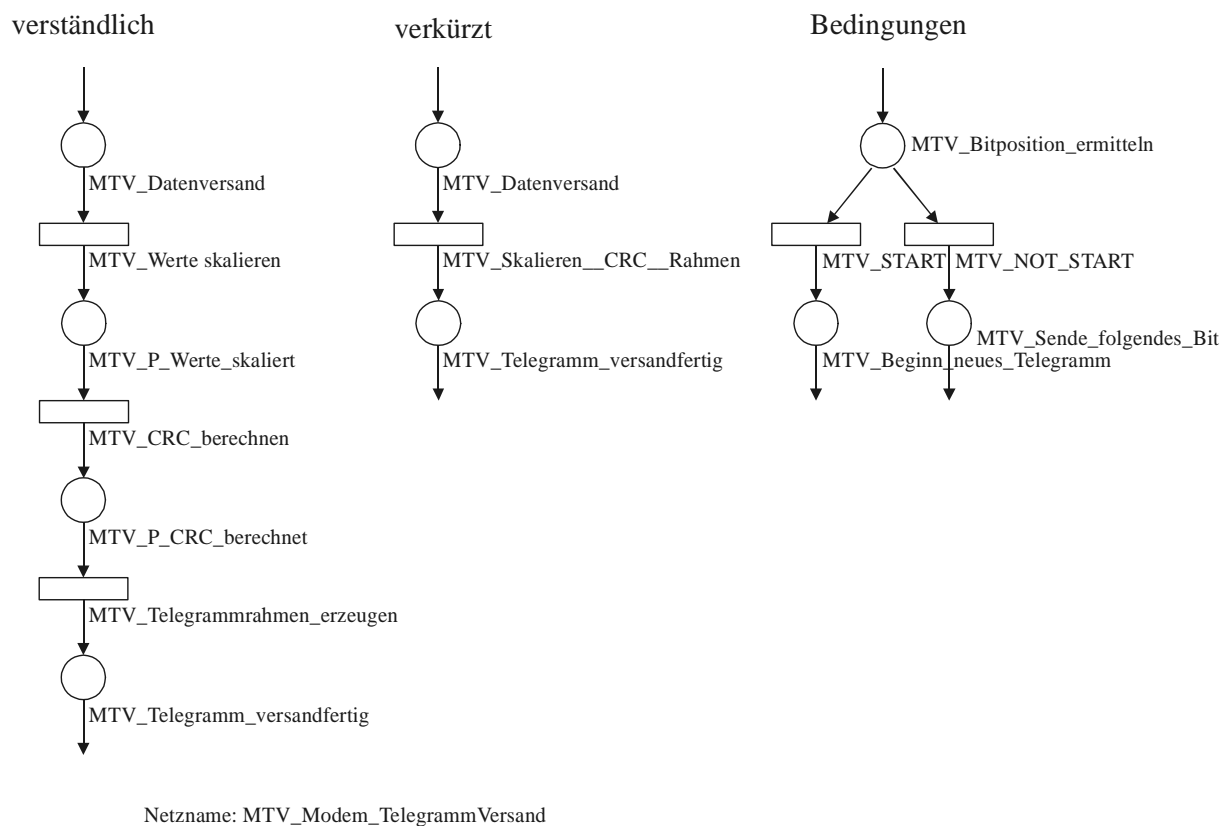


Abbildung 2-7: Aufteilung von Aktionen sowie Wahl der Bezeichnungen bei bedingten Programmverzweigungen im Petrinetz-Tool

Hauptablaufstränge, in diesem Fall der Programmfluss, sollten in der graphischen Darstellung senkrecht in einer Linie verlaufen. Somit befindet sich der Einstiegsplatz am oberen und der Ausstiegsplatz am unteren Ende (Abbildung 2-8). Ein Ausscheren aus diesem Hauptstrang, zum Zweck der Bearbeitung besonderer Bedingungen, ist durch seitlich abgehende gerade Kanten vorzunehmen. Die Vorzugsrichtung ist dabei von links nach rechts. Diese beiden Hauptrichtungen sollten grundsätzlich beibehalten werden. Lediglich gleichberechtigte Zweige, insbesondere bei CASE Konstrukten,

sollten den Handlungsstrang symmetrisch auffächern. Innerhalb des Teilnetzes verwendete Speicher sollten knapp unterhalb des Einstiegspunktes horizontal aufgereiht werden, Zustandsvektoren knapp oberhalb des Ausstiegspunktes. Dies ermöglicht eine schnelle Übersicht über die verwendeten Datenstrukturen. Da jeder Fusion-Place innerhalb eines Teilnetzes lediglich einmal platziert werden kann, wird von dieser Aufreihung aus eine Verteilung an gegebenenfalls mehrere Verwendungspunkte vorgenommen. Rechte Winkel innerhalb der Kanten werden, zur Abgrenzung gegenüber Programmflüssen, durch zwei 45° Winkeln ausgebildet. Es ist zu gewährleisten, dass beim Übereinanderlegen von Kanten die auf dem gleichen Platz enden, jederzeit Start und Endpunkt der Kanten erkennbar bleiben. Dies kann durch die Einstiegsrichtung in den Sammelstrang kenntlich gemacht werden. Ebenso ist zu verdeutlichen, ob es sich jeweils um einfache Kanten, Testkanten oder Schreib-/Lesekanten handelt.

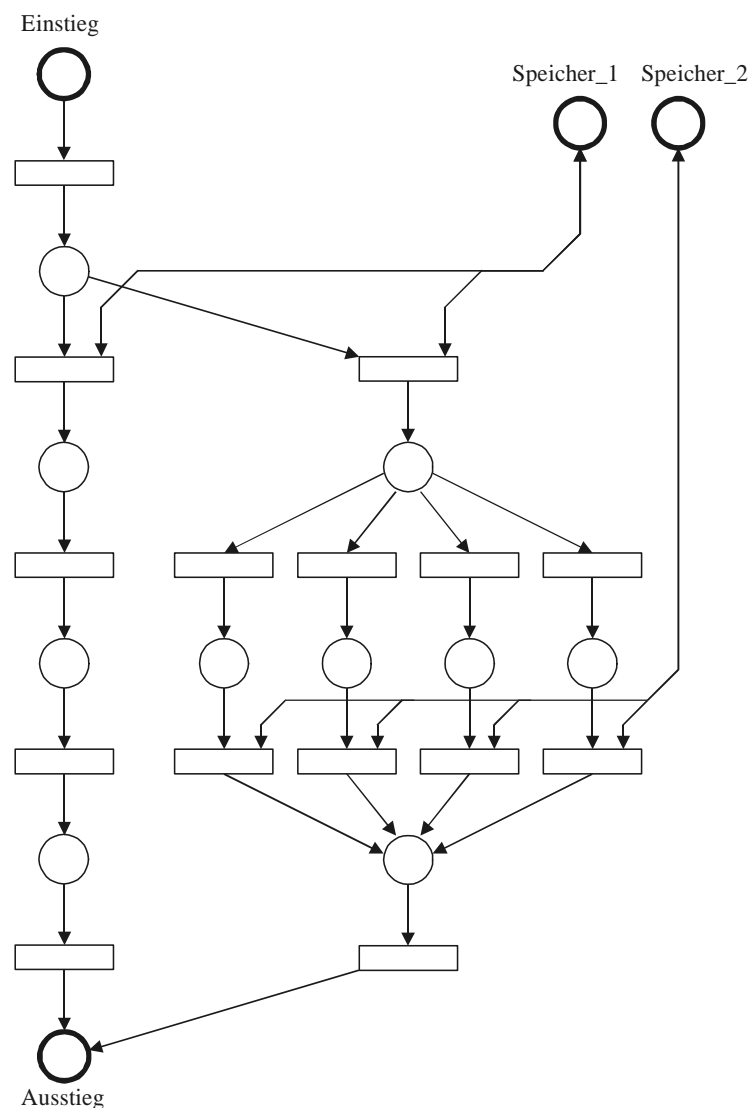


Abbildung 2-8: Anordnung von Handlungssträngen und Datenflüssen bei der Petrinetz-Modellierung

2.4.1.5 Zeitbewertung

Die Ausnutzung von Befehlslaufzeiten zur Signalgenerierung erfordert eine Zeitbewertung des Programmcodes und damit auch der Petrinetz-Darstellung. Bei Nutzung der elementaren Assemblerbefehle eines RISC-Prozessors ohne Cache lassen sich für die Programmflussstrukturen nach Abbildung 2-5 die korrespondierenden Werte aus den notwendigen Programmschritten des Programmcodes ableiten.

Abbildung 2-9 zeigt die zugehörigen Codesegmente² und Abbildung 2-10 die zeitbewerteten Netzstrukturen. Als Bedingung wird dabei die Abfrage eines Flags vorausgesetzt, da dies aus Ressourcenüberlegungen den häufigsten Anwendungsfall darstellt. Komplexere Bedingungen sind im Vorfeld entsprechend aufzubereiten, so dass auch diese auf ein Flag zurückgeführt werden. Eine Wiederzusammenführung von n aufgetrennten Programmflüssen erfordert in $n-1$ Zweigen wiederum einen Sprung mit der Zeitbewertung $T = 2$. Aufgrund der Struktur des Verzweigungsbefehls lassen sich Vereinfachungen vornehmen, falls in einem Zweig lediglich ein Befehl und im anderen Zweig kein Befehl auszuführen ist. Auch beim WHILE Konstrukt sind zeitliche Variationen möglich wie Abbildung 2-11 zeigt, die sich unter bestimmten zeitlichen Randbedingungen als vorteilhaft erweisen können.

Über die Programmflussstrukturen hinausgehende lineare Codes zur Datenmanipulation innerhalb der „Aktionen“ sind jeweils pro Befehl mit der Zeit $T = 1$ zu bewerten. Die zugehörige Transition erhält daher eine Zeitbewertung entsprechend der Anzahl der in ihr enthaltenen Befehle.

Zur Bestimmung oder Festlegung des zeitlichen Abstandes zweier zeitkritischer Befehle sind jeweils alle zwischenliegenden Zeitbewertungen zu summieren. Schleifendurchläufe sind entsprechend mehrfach zu berücksichtigen. Es hat sich als praktisch erwiesen, diese Summe, ausgehend vom ersten zeitkritischen Befehl, in jeder Codezeile beziehungsweise jeder Transition zu vermerken (siehe auch Abbildung 2-9). Für eine Simulation ist dies nicht notwendig, da die Zeitbewertung der Transitionen direkt in die Ergebnisse eingeht. Eine konkrete Zeitdauer für das Zeitquant T kann nach Wahl eines Prozessors und einer Prozessortaktfrequenz bestimmt werden. Bei einem PIC-Prozessor mit 6 MHz beträgt diese $2/3 \mu\text{s}$.

² Der Assemblerbefehl „btfsc“ (bit test f-register and skip if clear) testet den Zustand eines Bits und überspringt die folgende Codezeile, wenn die Bedingung nicht zutrifft, wobei insgesamt 2 Takte benötigt werden. Der komplementäre Befehl „btfss“ (bit test f-register and skip if set) ist ebenfalls verfügbar. Der Befehl „goto“ benötigt 2 Takte. „#“ Definiert eine Sprungmarke. „;“ leitet einen Kommentar ein.

IF - THEN - ELSE

```

btfsc Flag      ; 1 Frage
goto Zustand_2 ; 2 Bedingung 2 wahr
Aktion          ; Zustand 1
.
.
#Zustand_2      ; 3 Sprungziel
Aktion'         ; Zustand 2
.
.

```

CASE

```

btfsc Flag_1    ; 1 Frage Teil 1
goto Zustand_2_3 ; 2 Bedingung 1 nicht wahr
Aktion          ; Zustand 1
.
.
#Zustand_2_3    ; 3 Sprungziel
btfsc Flag_2    ; 4 Frage Teil 2
goto Zustand_3  ; 5 Bedingung 3 wahr
Aktion'         ; Zustand 2
.
.
#Zustand_3      ; 6 Sprungziel
Aktion''        ; Zustand 3
.
.

```

REPEAT - UNTIL

```

#Schleife       ; 0/3 Schleifenstart
Aktion          ;
btfsc Flag      ; 1 Schleifenende?
goto Schleife   ; 2 weiterer Durchlauf
.
.

```

WHILE

```

#Schleife       ; 0/4 Schleifenstart
btfsc Flag      ; 1 Frage
goto Ende       ; 2 Schleife verlassen
Aktion          ;
goto Schleife   ; 3
.
#Ende           ; 3 Schleifenende
.
.

```

CALL - RETURN

```

call Unterprogramm_1 ; 1 Aufruf des Unterprogramms
                    ; 4 Rücksprung
.
.

#Unterprogramm_1    ; 2 Beginn des Unterprogramms
Aktion             ;
return             ; 3 Unterprogramm beenden

```

Abbildung 2-9: Ermittlung der Zeitbewertung von Programmflussstrukturen

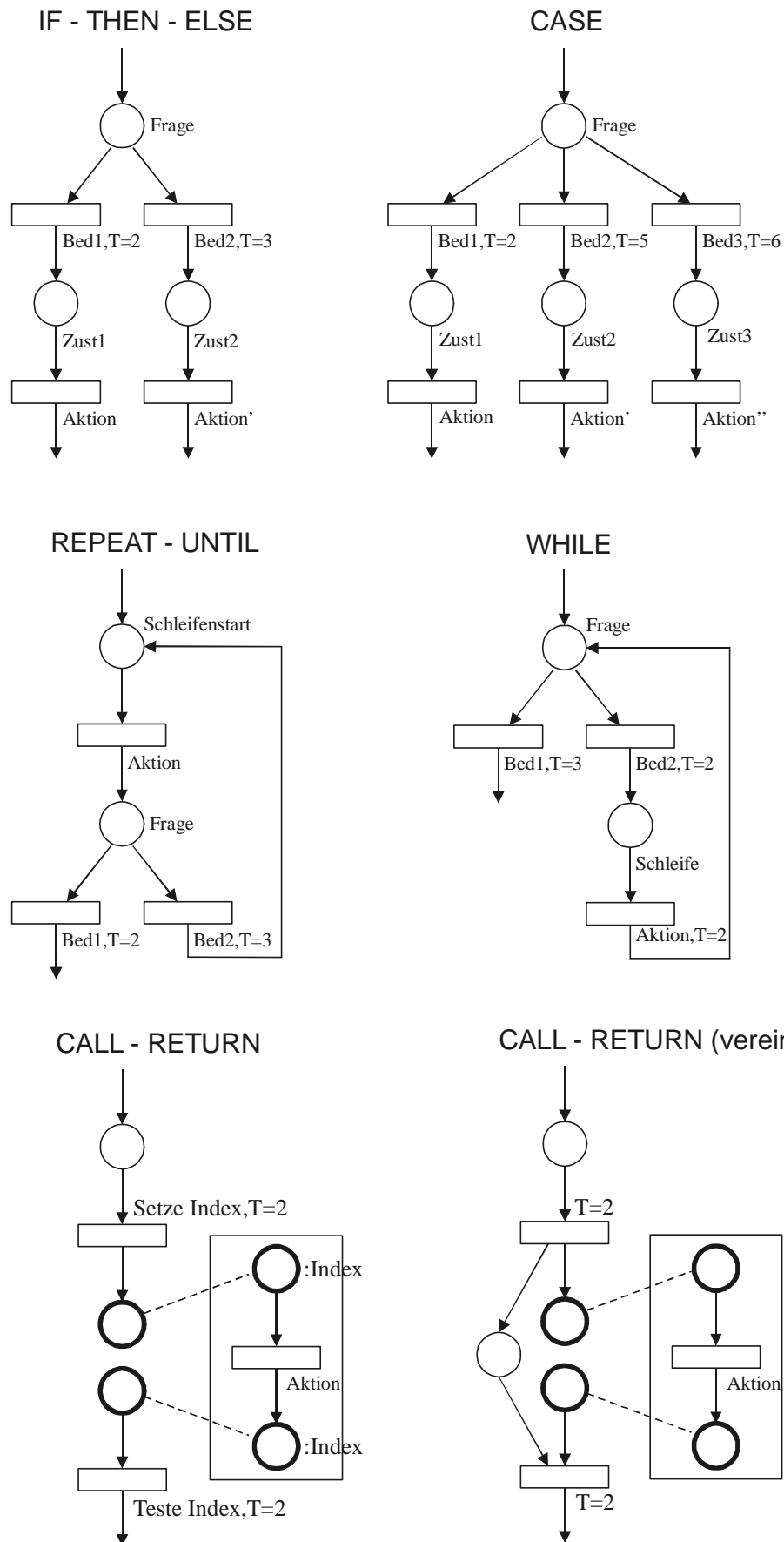


Abbildung 2-10: Zeitbewertung von Programmflussstrukturen im Petrinetz

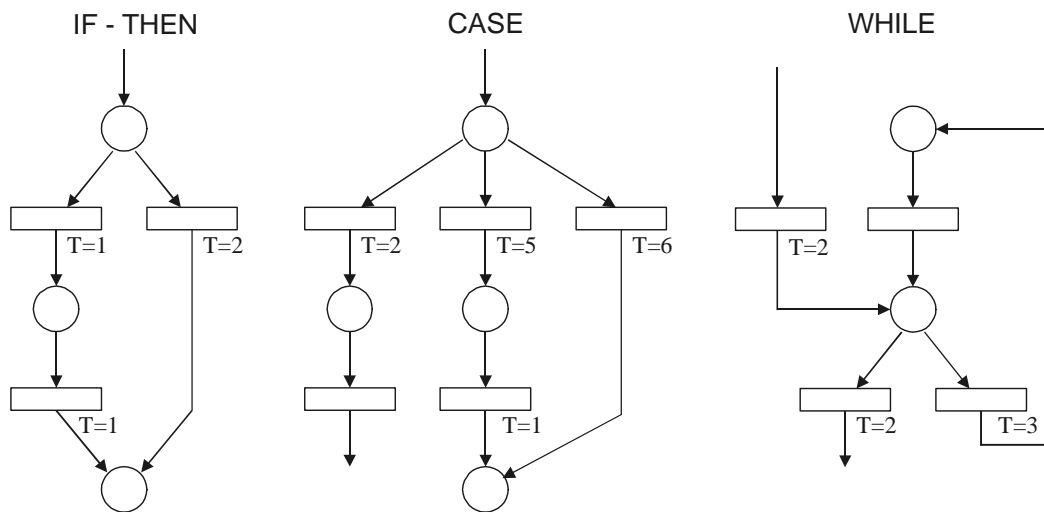


Abbildung 2-11: Mögliche Variationen der zeitbewerteten Programmflussstrukturen

2.4.1.6 Simulationskonzept

Für eine Simulation des Netzes sowie der Codegenerierung ist das Hinterlegen konkreter Codesegmente notwendig. Dies kann zum Zwecke der Codegenerierung direkt in der Zielsprache erfolgen, wobei die Segmente als Kommentare eingefügt werden. Da das Tool Artifex lediglich C-Code erzeugt, sind in einem zweiten Schritt mit Hilfe eines zu erstellenden Tools die Zielsprachencodes aus dem C-Code zu extrahieren sowie die Kontrollstrukturen unter Auswertung des C-Codes in die Zielsprache umzusetzen. Dabei sind gegebenenfalls Timing-Constraints zu berücksichtigen, wie sie zur Einhaltung der Bedingungen zur Signalgenerierung notwendig sind.

Zur Erzielung der Simulationsfähigkeit ist es bei dem Tool Artifex jedoch notwendig, die Anweisungen als C-Code zu formulieren. Dazu ist im ersten Ansatz für jeden Befehl der Zielsprache eine Entsprechung in C-Code zu definieren, die dem Nutzer als Liste zulässiger Sprachkonstrukte in Form einer Bibliothek von Subroutinen zur Verfügung steht. In diesem Fall ist eine Eins-zu-Eins Umsetzung in die Zielsprache möglich, ein Einfügen als Kommentar nicht notwendig. Durch Hinzufügen einer Zeitbewertung in Höhe der Anzahl der Codezeilen innerhalb jeder Transition ist bei dieser Umsetzungsart auch eine Simulation des Zeitverhaltens möglich, wobei Programmflussverzweigungen entsprechend Unterabschnitt 2.4.1.5 zu behandeln sind. Dieses einfache Verfahren wird durch die RISC-Struktur des eingesetzten Prozessors ermöglicht.

Eine direkte Umsetzung des von Artifex erzeugten C-Codes und die Verwendung von Standard C-Code in den Transitionen wäre unter Nutzung eines üblichen C-Compilers

für den Zielprozessor zwar möglich, dabei würden jedoch die Effektivität und die Vorgabe eines exakten Timings, aufgrund unbekannter Umsetzungsoptimierungen und fehlender Möglichkeit der Angabe von Timing-Constraints, entfallen. In diesem Fall wäre lediglich eine Neuerstellung eines entsprechenden Compilers möglich.

2.4.2 Von der Beschreibung zur Realisierung

2.4.2.1 Transformation von Szenarien

Im Verlaufe des Projektes „SatZB“ wurde gemeinsam mit [MeyerHörste 03] eine Systematik entwickelt, mit der sich ein System aus Teilabläufen synthetisieren lässt. Der Anwender oder Auftraggeber zur Erstellung eines Systems besitzt meist detaillierte Kenntnisse bezüglich betrieblicher Teilabläufe des Zielsystems. Diese *Szenarien* sind im Rahmen eines Designprozesses durch einen Entwickler in ein Gesamtsystem zu überführen, hier *Beschreibungsnetz* genannt. Dabei sind zusätzlich zum Gesamtverhalten des Systems diverse Definitionen zu treffen, die jedoch die Performance des realisierten Systems stark beeinflussen können. Dazu gehören die Berücksichtigung der Ressourcen, die Definition von internen Zuständen, eingesetzte Protokolle und die Festlegung von Zykluszeiten. Insbesondere eine Überprüfung auf Abdeckung des vollständigen Wertebereiches an Entscheidungspunkten, exakte Definition von Schnittstellen und Plausibilitätskontrolle an externen Schnittstellen bestimmen die Robustheit des Systems gegenüber Fehlern.

Bei hohen Anforderungen an die Echtzeitfähigkeit des Systems, beispielsweise in der Größenordnung einer Befehlsabarbeitungszeit, kommt ein weiterer Schritt hinzu. Im Allgemeinen enthält das Beschreibungsnetz Parallelitäten, die von einem sequentiell arbeitenden Mikrocontroller nicht umgesetzt werden können. Multitaskingsysteme bieten zwar eine quasi parallele Abarbeitung, jedoch geschieht dies innerhalb von Zeitscheiben im Millisekundenbereich und nicht in der Größenordnung einer Befehlsabarbeitungszeit. Somit ist eine Verschachtelung der parallelen Abläufe ähnlich wie bei einer SPS notwendig, jedoch unter besonderer Berücksichtigung der Timing-Constraints. Als Ergebnis erhält man ein *Ablaufnetz*, welches die letztendliche Realisierung des Systems widerspiegelt (Abbildung 2-12).

Zur Ermittlung der Szenarien eines Feldbussystems sind Telegrammdefinitionen wie in Abbildung 4-21 heran zu ziehen. Die Szenarien der unteren ISO/OSI-Layer beziehen sich dabei auf unterschiedliche Verhaltensweisen in Abhängigkeit der Adressierung, Synchronisation und des Verhaltens im Fehlerfall. Zur Ermittlung des Verhaltens der oberen ISO/OSI-Layer sei auf Abbildung 4-22 verwiesen.

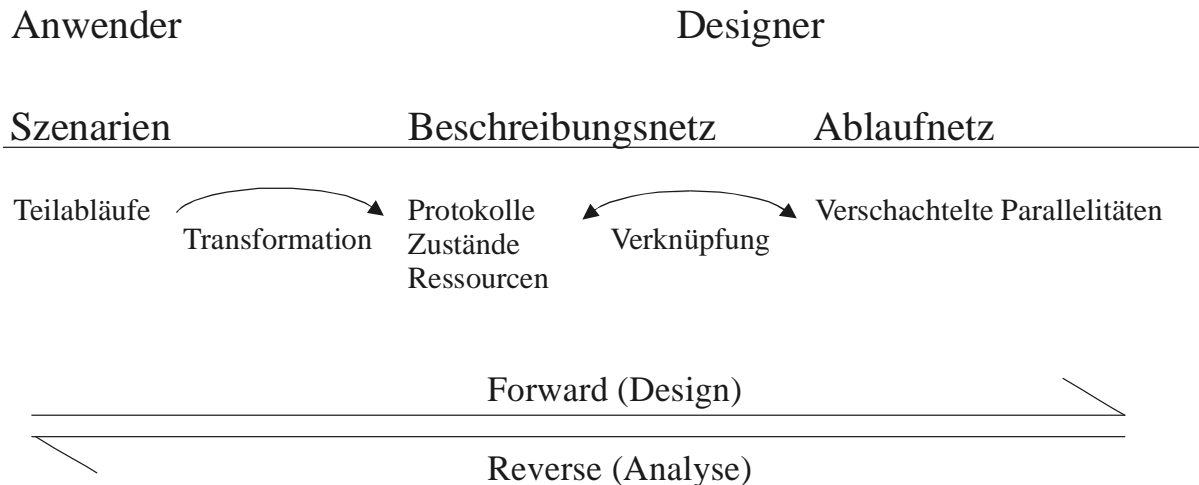


Abbildung 2-12: System-Designprozess vom Szenario bis zum Ablaufnetz

2.4.2.2 Zusammenhang von Beschreibungsnetz und Ablaufnetz

Das Beschreibungsnetz stellt einen kondensierten Erreichbarkeitsgraph³ des Ablaufnetzes dar, dessen Struktur im Wesentlichen einem sonst üblichen Programmflussdiagramm entspricht. Somit ist ein Verständnis des Programmablaufs aus der Analogie leicht möglich. Das Tool Artifex bietet keine Funktion, um automatisch Erreichbarkeitsgraphen zu erstellen.

Details aus den Unternetzen werden nicht behandelt, sofern sie zum Grundverständnis nicht notwendig sind. Um sowohl innerhalb des Beschreibungsnetzes, als auch des Ablaufnetzes, einen Zugriff auf die in Transitionen hinterlegten Datenmanipulationen zu erhalten, ist eine Verbindung zwischen diesen beiden Netzen innerhalb des selben Modells notwendig. Da während einer Simulation lediglich das Ablaufnetz als „Realisierung“ ausgeführt wird, sind die Datenmanipulationen diesem zugeordnet. Eine Verbindung des Beschreibungsnetzes zum Ablaufnetz wird über sogenannte „Page-References“ durchgeführt. Im Beschreibungsnetz sollten zu den auf diese Art referenzierten Netzen korrespondierende Plätze gleicher Bezeichnung mit lediglich angepasster Netzkennung vorhanden sein, um die genauen Ein- und Rücksprungpunkte

³ Bei Busknoten innerhalb von Feldbussystemen kommen, durch die Busankopplung und gegebenenfalls angebundene Sensoren, Informationen von außen ins System, womit kein endlicher Erreichbarkeitsgraph zu garantieren ist. Zusätzlich verhindert die unbeschränkte Platzkapazität des eingesetzten Tools einen endlichen Erreichbarkeitsgraphen. Bei genauer Betrachtung kann daher kein Erreichbarkeitsgraph, sondern lediglich ein Überdeckungsgraph erstellt werden [Spannuth 91].

zu kennzeichnen. Eine Fusionierung der Rücksprungpunkte darf nicht erfolgen, um ein Abziehen von Marken des Ablaufnetzes zum Beschreibungsnetz zu verhindern.

Abbildung 2-13 zeigt ein Beispiel. Innerhalb des Ablaufnetzes werden unterschiedliche Unternetze periodisch sequentiell ausgeführt. Dies führt zu einem Verhalten ähnlich dem, wie es von einer SPS bekannt ist. Dass die Ausführung des Unternetzes „Zählen_und_Geschwindigkeit_setzen“ dabei vergleichbar eines „REPEAT-UNTIL“ Konstruktes ausgeführt wird, ist nicht direkt zu erkennen, sondern ergibt sich erst aus dem Gesamtzusammenhang mit Nutzung von Speichern oder farbigen Markeninhalten. Die Nutzung eines parallel aufgebauten Beschreibungsnetzes beseitigt dieses Manko, da direkt in informativer Weise die Schleifenstruktur verdeutlicht werden kann. Den Kern der Schleife stellt ein linearer Programmabschnitt dar, in diesem Fall die Berechnung der Geschwindigkeit und das Inkrementieren eines Wertes, der über eine „Page-Reference“ eingebunden und mit lediglich einem Mausklick zu erreichen ist.

Die Wahl der Farben innerhalb der Beschreibung ist beliebig und kann daher optimal an den Anforderungen der Beschreibung ausgerichtet werden, da sich während der Simulation keine Marken in diesem Teil der Netze befinden.

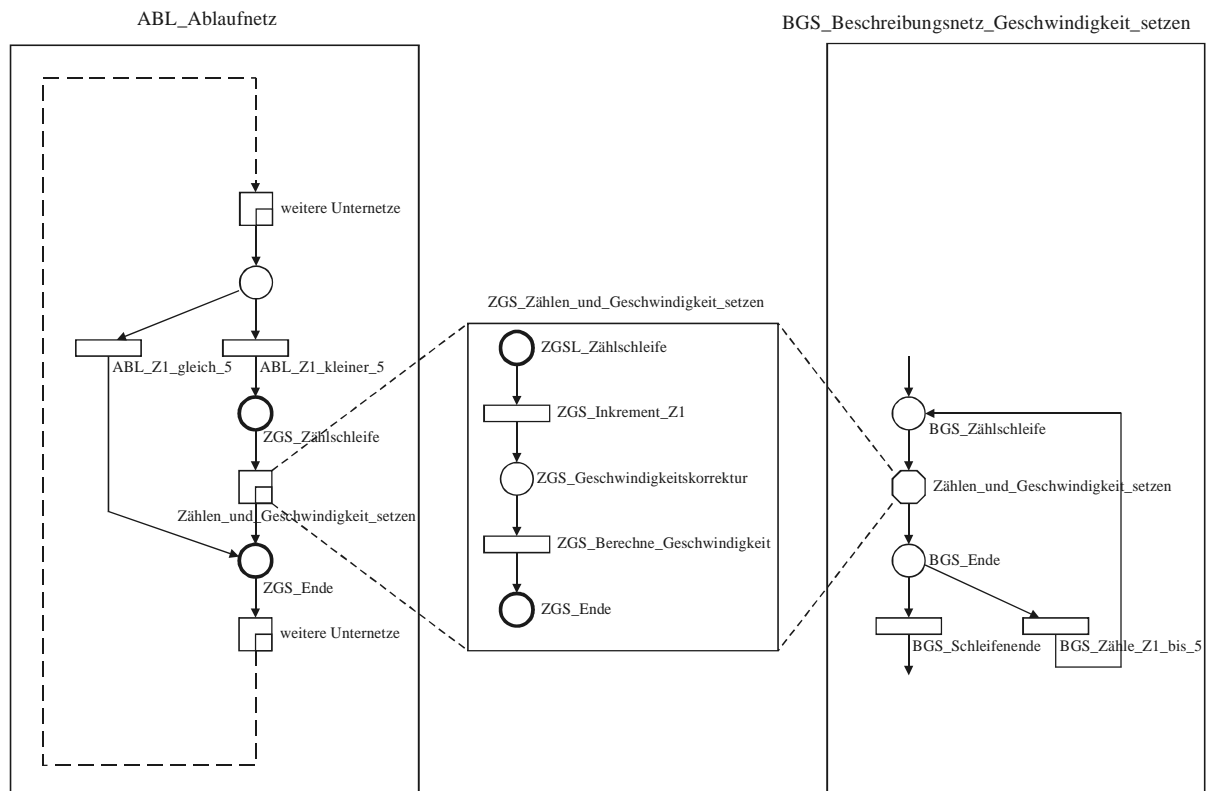


Abbildung 2-13: Zusammenhang von Beschreibungsnetz und Ablaufnetz

3 Feldkommunikation

3.1 Übertragungstechnik

3.1.1 ISO/OSI-Schichtenmodell

Die ISO-Norm 7498 nimmt für die Datenübertragung in offenen Systemen eine Unterteilung des Systems in 7 Protokollschichten vor (Abbildung 3-1), welche voneinander unabhängig sind und genau definierte Schnittstellen zu den benachbarten Schichten aufweisen [ISO 7498], [Hartmann 95]. Dadurch sind die einzelnen Schichten austauschbar, ohne dass Anpassungen an den anderen Schichten notwendig sind.

Die Norm beschreibt allgemein Systeme, welche sich über verschiedene störungsbehaftete Netze unterschiedlicher Qualität erstrecken können. Durch die Unterteilung in Schichten werden überschaubare und transparente Teilbereiche mit definierter Funktionalität festgelegt, wobei jede Schicht der darüber liegenden Schicht Dienste bereitstellt und die Dienste der darunter liegenden Schicht zur Erfüllung der Funktion nutzt.

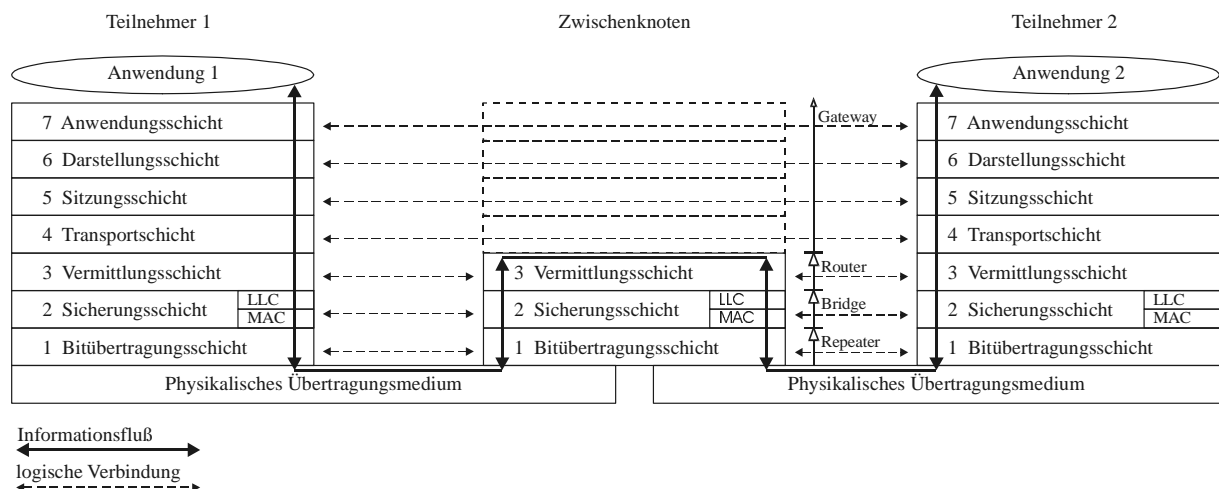


Abbildung 3-1: Kommunikationsprozess im ISO/OSI Referenzmodell

Logisch betrachtet kommunizieren zwei Ebenen der gleichen Schicht unterschiedlicher Teilnehmer miteinander, wobei sie Informationen der höheren Schicht entgegennehmen, konditionieren, eigene Protokollinformationen hinzufügen und zur Übertragung die tiefer liegende Schicht nutzen.

Die Schichten erfüllen folgende Funktionen:

1. Die physikalischen Parameter wie elektrische und mechanische Eigenschaften sowie funktionale und prozedurale Parameter werden zur Ermöglichung der Bitsynchronisation und Übertragung eines bitweisen Datenstroms definiert.
2. Die Sicherungsschicht gliedert sich in die beiden Teilschichten:
 - MAC (Media Access Control):
Regelt den Zugriff auf das Übertragungsmedium (z.B. CSMA/CA, CSMA/CD, Token-Passing, Monomaster Polling, Time-Triggered).
 - LLC (Logical Link Control):
Stellt Datenverbindungen mit Zeichensynchronisation, Fehlererkennung, Fehlerbehebung (z.B. Telegrammwiederholung) und zeichen-/frameorientierter Flusskontrolle bereit. Dazu werden die Daten segmentiert (Frames geeigneter Länge), durch Protokollinformationen und Fehlercodes ergänzt und gegebenenfalls die Übertragungsraten angepasst.
3. Die Vermittlungsschicht stellt durch Auswahl und Überwachung eines Weges (Routing) Ende-zu-Ende Verbindungen innerhalb eines Netzwerkes bereit, was auch die Zwischenspeicherung von Daten beinhaltet.
4. Die Transportschicht schirmt die Details der Netzprotokolle gegen die höheren Anwendungsschichten ab. Es werden virtuelle Ende-zu-Ende Verbindungen etabliert, wobei eine Ende-zu-Ende Fehlerkorrektur mit Wiederholungsanforderungen, Ende-zu-Ende Flusssteuerung (Lastabwehr), gegebenenfalls Ende-zu-Ende Quittierung, Segmentierung/Desegmentierung langer Nachrichten einschließlich Telegrammrekonstruktion, gegebenenfalls Aufteilung einer Sitzung hoher Datenrate beziehungsweise Zusammenfassung mehrerer Sitzungen niedriger Datenrate durchgeführt werden.
5. Die Sitzungsschicht ermöglicht die An- und Abmeldung von Sitzungen bei fremden Systemen inklusive Zugangsberechtigung, Überwachung des Betriebes, Lenkung von Anforderungen auf Ressourcen, Dialogkontrolle, etc.
6. Die Darstellungsschicht enthält Daten und Formatdefinitionen und stellt Dienste zur Interpretation der übertragenen Informationen bereit, so dass diese von den Anwendungen semantisch korrekt verarbeitet werden können. Gegebenenfalls wird zum Datenschutz eine Verschlüsselung in Richtung des Netzwerkes vorgenommen.
7. Die Anwendungsschicht stellt der Anwendung grundsätzliche Kommunikationsdienste und Funktionen nach festen Übergaberegeln (API) bereit (z.B.: Verbindungsanforderung, Datei- und Mitteilungsaustausch, Terminaldienste).

Die Kommunikation zweier Teilnehmer geschieht nicht immer direkt, sondern wird meist über eine beliebige Anzahl von Zwischenknoten geführt. Diese arbeiten nicht notwendigerweise auf allen Schichten, wobei man je nach der Höhe des Schichtenstapels unterscheidet nach (vergleiche Abbildung 3-1):

- Schicht 1: Repeater
- Schichten 1-2: Bridge
- Schichten 1-3: Router (beim Internet oft als Gateway bezeichnet)
- Schichten 1-7: Gateway

Als Sonderfall existiert ein sogenannter Switch, der eine Bridge mit mehr als zwei Ports darstellt, gelegentlich jedoch auch über Router- oder Gateway-Fähigkeiten verfügt.

Bei Feldbussystemen ist es üblich, die Schichten 3 bis 6 aus Gründen der Vereinfachung leer zu lassen. Die in diesen Schichten enthaltenen Funktionen entfallen jedoch nicht vollständig. Sie werden bei Bedarf den Schichten 2 und 7 zugeschlagen, da die Funktionalität der Darstellungsschicht unverzichtbar ist und die Transport- und Sitzungsschicht bei höheren Feldbusprotokollen (z.B. CAN-Open) sowie dem Netzwerkmanagement benötigt werden. Lediglich die Vermittlungsschicht wird bei traditionellen Systemen wie CAN und PROFIBUS nicht benötigt, für neuere Systeme wie LON oder bei Internetanbindungen ist diese jedoch ebenfalls notwendig (siehe Abschnitt 4.5.1).

3.1.2 Modulationsverfahren

Das grundlegende Verfahren der Datenübertragung ist die Nutzung des sogenannten Basisbandes, welches bei Feldbussen (CAN, PROFIBUS) und seriellen Schnittstellen üblicherweise eingesetzt wird. Dabei werden den logischen Zuständen 0 und 1 verschiedene Spannungspegel zugeordnet, so dass die Bits in ihrer natürlichen Form (Basis) auf dem Medium übertragen werden (Abbildung 3-2). Die PAM (Puls Amplituden Modulation) arbeitet bei weitgehend ungestörten Medien auch mit 4 oder mehr Spannungspegeln, so dass in einem Sendeschritt zwei oder mehr Bits übertragen werden ⁴.

⁴ Der Sendeschritttakt wird in der Einheit „Baud“ angegeben, die resultierende Datenrate in „Bit/s“.

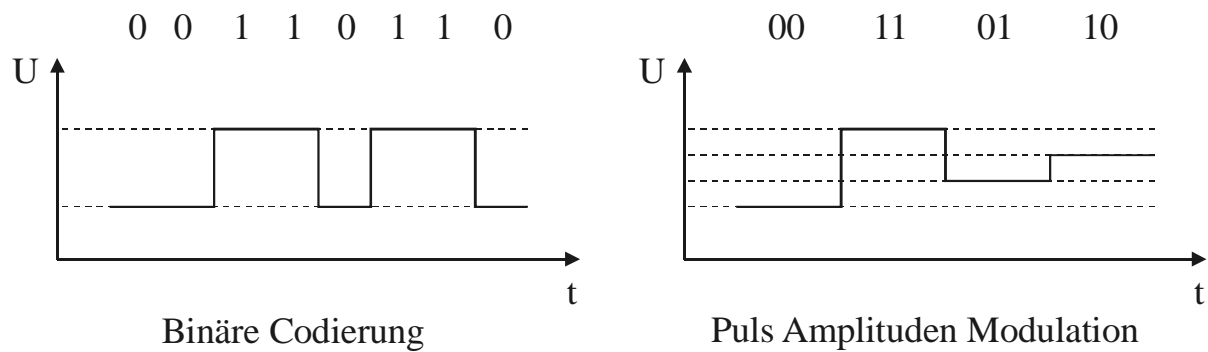


Abbildung 3-2: Modulationsverfahren zur Datenübertragung im Basisband

Wenn wie bei Funkstrecken eine Basisbandübertragung nicht möglich ist oder lediglich störungsbehaftete Übertragungsstrecken zur Verfügung stehen, werden digitale Trägerfrequenzverfahren eingesetzt [Fitz 85], [Unger 92]. Das einfachste Verfahren ist ASK (Amplitude Shift Keying), bei dem die Amplitude der Trägerfrequenz verändert wird. Einen Sonderfall davon stellt das OOK (On Off Keying) dar, bei dem lediglich ein Ein- und Ausschalten des Trägersignals durchgeführt wird (Abbildung 3-3). FSK (Frequency Shift Keying) schaltet zwischen verschiedenen Frequenzen um. Bei PSK (Phase Shift Keying) bleibt die Amplitude konstant, jedoch wird die Phasenlage des Trägersignals verschoben. QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) erweitert diese Technik auf 4 Zustände, was sich nur noch in einem Diagramm mit Real- und Imaginäranteil sinnvoll darstellen lässt (Abbildung 3-4). QAM (Quadrature Amplitude Modulation) schließlich kombiniert Phasen- und Amplitudenmodulation, so dass ein Merkmalsraum entsteht, wobei der Abstand der Zustände und damit die Störfestigkeit mit zunehmender Anzahl von Zuständen sinkt. Allgemein ergibt sich die Trägerfrequenzspannung zu

$$U = U_S \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{Gleichung 1})$$

wobei U_S die Amplitude (ASK), ω die Frequenz (FSK) und φ die Phase (PSK) festlegen.

Um weiter in Richtung gestörter Medien vordringen zu können, wurden komplexe Verfahren wie Spread-Spektrum entwickelt, die mit Hilfe von orthogonalen Codes im Codemultiplex (CDMA) die Information über große Frequenzbereiche verteilen, wobei der Sendepiegel sogar unterhalb des Rauschpegels liegen darf und somit ein hohes Maß an Übertragungssicherheit gewonnen wird. Die zu sendenden Daten werden hierzu mit einem Code gefaltet und eine Modulation nach oben aufgeführten Verfahren verwendet [Dixon 94]. Die Sendeleistung und damit die Informationen werden auf einen breiten Frequenzbereich gespreizt (siehe Abbildung 3-5). Verschiedene Sendestationen können

aufgrund der Codefaltung somit das gleiche Frequenzband nutzen. Auf der Übertragungsstrecke ist es zulässig, dass schmalbandige Störungen eine größere Amplitude als das Nutzsignal aufweisen, da bei der Signalbearbeitung im Empfänger das Originalsignal gegenüber den Störsignalen wieder in den Vordergrund tritt.

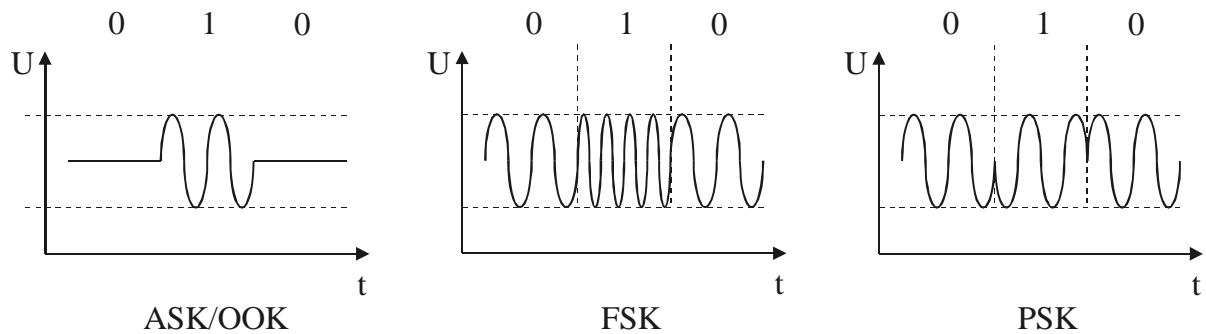


Abbildung 3-3: Darstellung verschiedener Trägerfrequenzverfahren im Zeitbereich

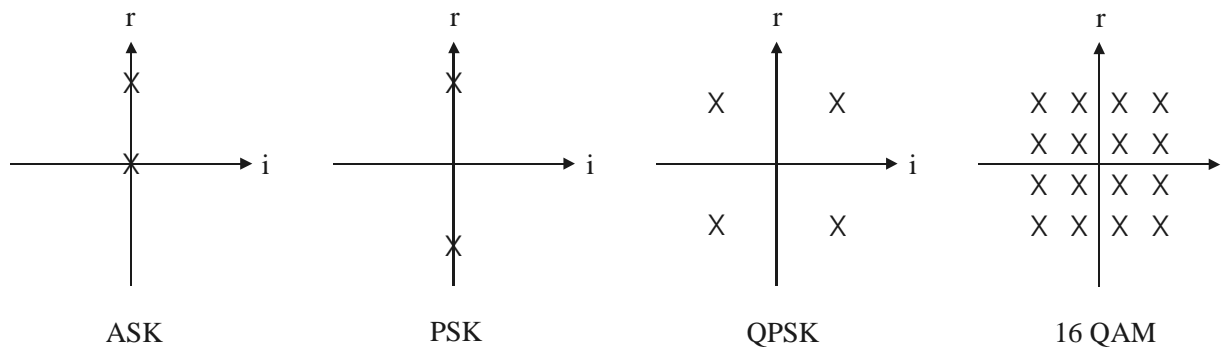


Abbildung 3-4: Darstellung verschiedener Trägerfrequenzverfahren mit Hilfe von Phasenzustandsdiagrammen (Aufspaltung in Real- und Imaginärteil)

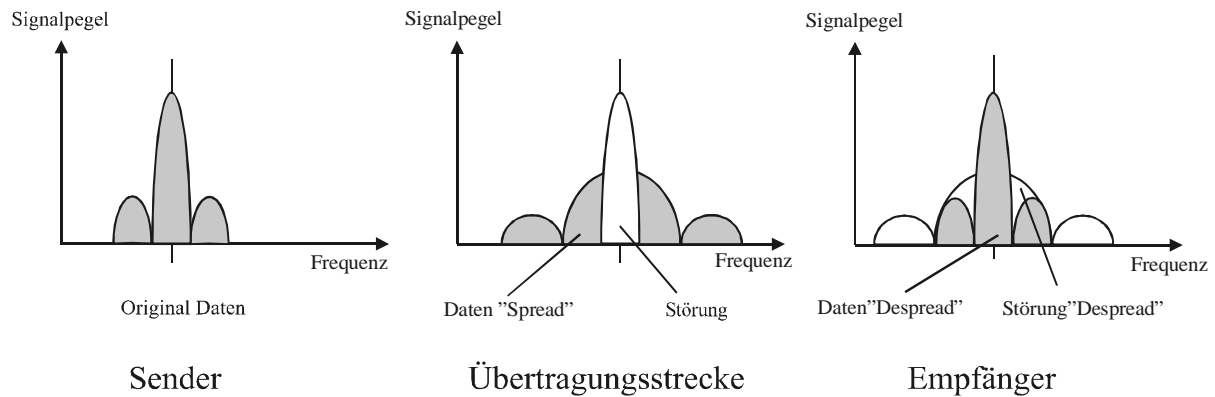


Abbildung 3-5: Prinzip der Störunterdrückung durch Frequenzaufspreizung beim Direct Sequence Spread Spektrum (DSSS) Verfahren

3.1.3 Basisband

Aufgrund der Bedeutung der Basisbandübertragung im Feldbusbereich werden die wichtigsten Standards kurz dargestellt. Ausgangspunkt ist dabei das Leitungsmodell einer zweiadrigen, verdrehten Leitung laut Abbildung 3-6a. Bei den Größen R' und L' handelt es sich um den Widerstands- und den Induktivitätsbelag der Leitung, bei G' und C' um den Leitwert- und den Kapazitätsbelag zwischen den Leitern, die hier als konzentrierte Elemente dargestellt sind und sich in der Realität entlang der Leitung erstrecken.

Bei symmetrischer Übertragung, die durch Einspeisung von gegenphasigen Nutzsignalen gleicher Größe in die beiden Adern der Leitung gekennzeichnet ist, sind lediglich geringe Störungen zu erwarten, da induktiv eingekoppelte Störspannungen $U_{\text{Stör}}$ nach Betrag und Phase symmetrisch auf beiden Adern einkoppeln (Gleichtaktsignale), so dass die Differenzspannung U_{RA} konstant bleibt (Abbildung 3-6b) [Kühn 86]. Ein Problem sind häufig parallelgeführte Masseleitungen, die an beiden Enden mit dem Erdpotenzial verbunden sind. Dadurch ergibt sich eine Masseschleife, die aufgrund des geringen Wertes von R_E bereits bei kleinen Störspannungen $U_{\text{Stör}}$ zu großen Strömen $I_{\text{Stör}}$ in der Masseleitung führt. Diese koppeln dann induktiv in die Signalleitungen ein. Trotz weitgehender Symmetrie können jedoch kleinste Unsymmetrien, aufgrund der großen Störspannungswerte, Fehler von U_{RA} hervorrufen. Bei hohen Frequenzen sind zusätzlich die meist kleinen parasitären Kapazitäten C_S zu berücksichtigen, die ebenfalls durch $U_{\text{Stör}}$ bedingte Ströme in der Leitung hervorrufen, welche jedoch aufgrund der Symmetrie ebenfalls keine Änderung von U_{RA} erzeugen.

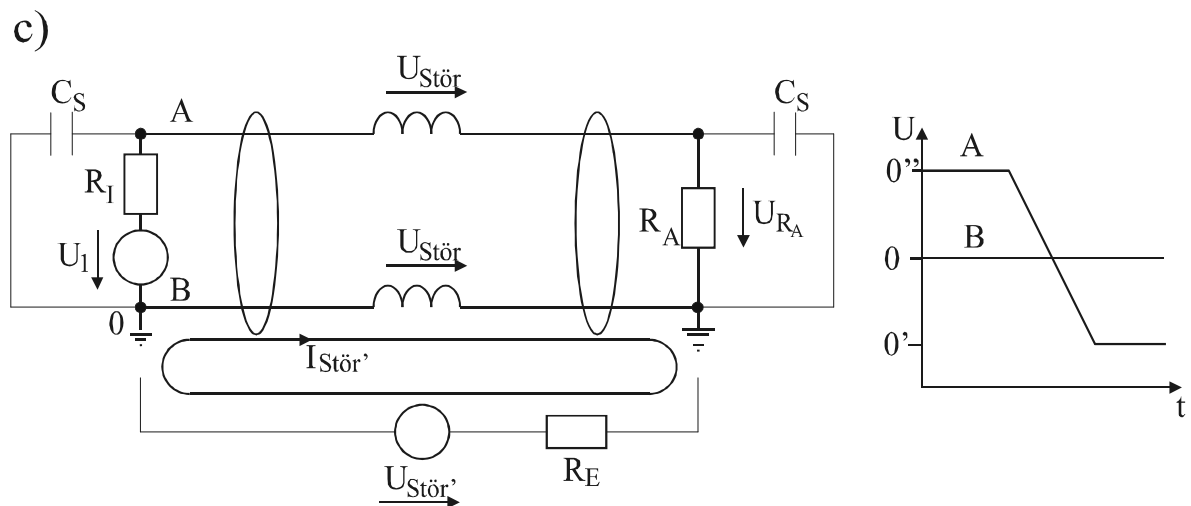
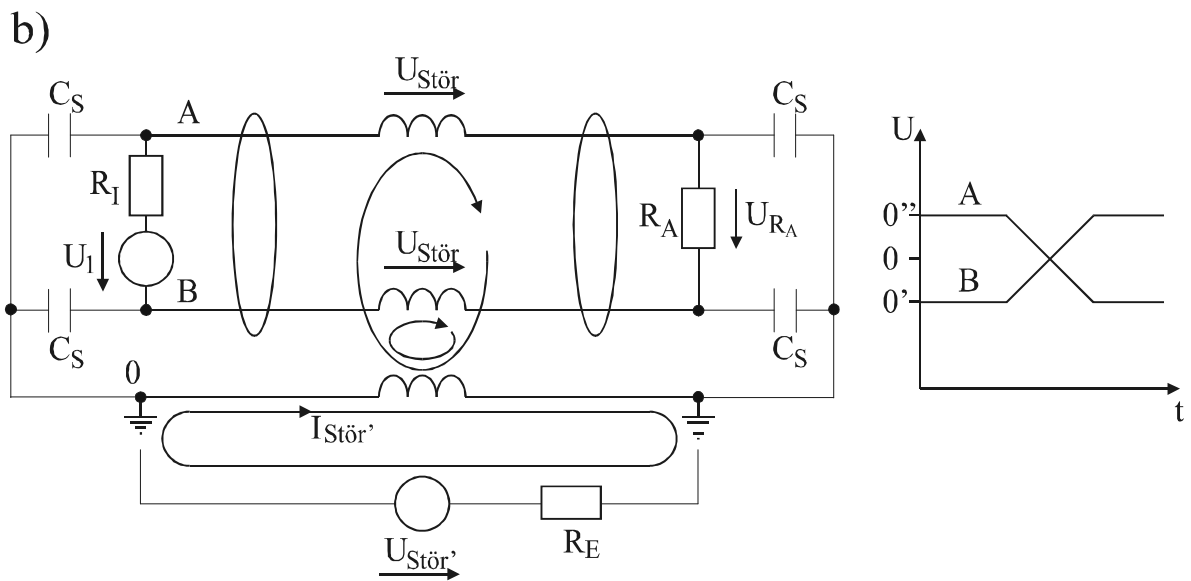
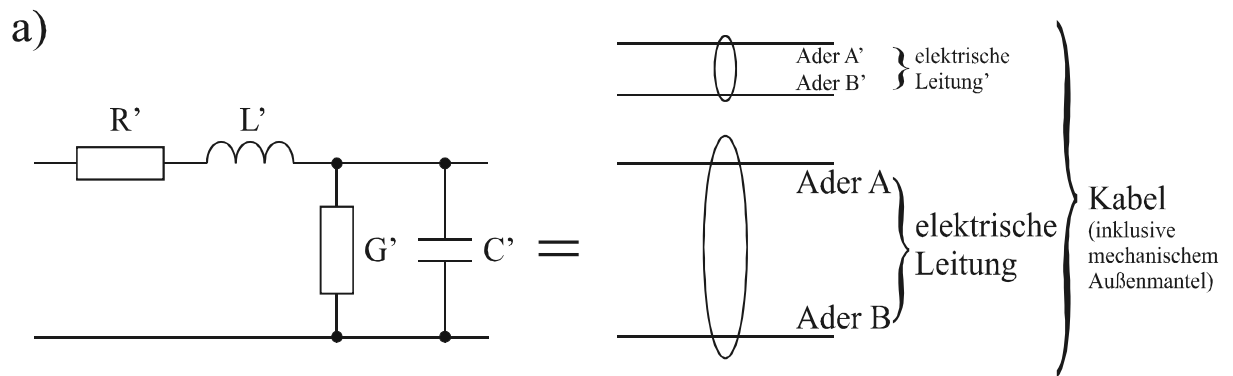


Abbildung 3-6: a) Modell der elektrischen Leitung und deren Störmechanismen bei b) symmetrischer und c) unsymmetrischer Übertragung

Das „0“ Potenzial befindet bei der symmetrischen Betriebsart idealer Weise in der Mitte zwischen den Endwerten der Signalpegel (bipolar). Oft liegt es auf einem der Endwerte 0' bzw. 0'' (unipolar), was jedoch zu leichten Unsymmetrien im Zusammenhang mit den parasitären Kapazitäten führt. Wichtigstes Merkmal einer symmetrischen Übertragungsstrecke ist neben der differenziellen Auswertung des Signals die gleichartige Behandlung der beiden Signalleitungen, das heißt beide Empfangs- und Sendekanäle stellen identische statische und dynamische Impedanzen dar.

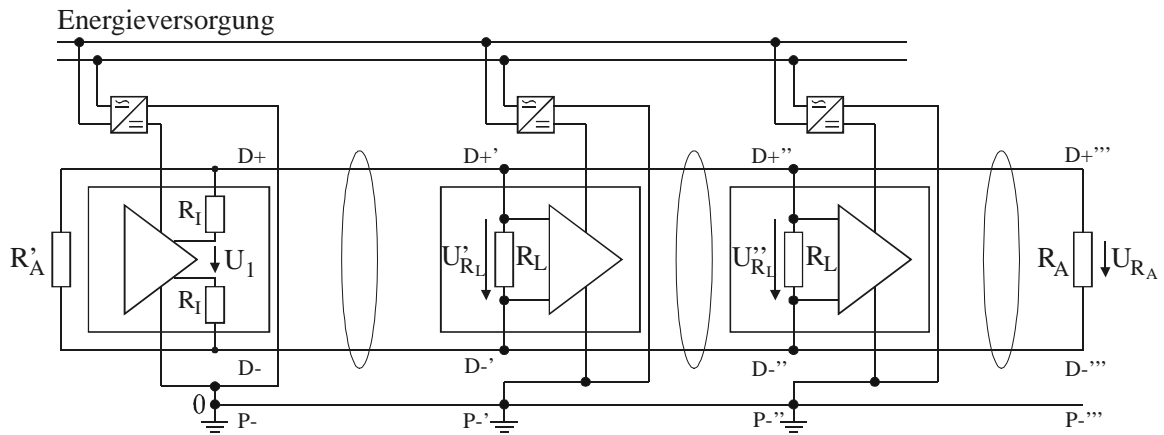
Bei unsymmetrischer Übertragung wird eine Ader direkt mit dem Erdpotenzial verbunden, wodurch sich symmetrisch eingekoppelte Störspannungen $U_{\text{Stör}}$ in verschieden großen Strömen äußern, da für die A-Ader die Summe $R_I + R_A + R_E$ und für die B-Ader lediglich R_E wirksam ist. Neben dem ungleichen Spannungsabfall entlang der Leitung ergibt sich durch den Strom in der A-Ader ein zusätzlicher Spannungsabfall an R_A . Der Strom in der B-Ader fließt dagegen hauptsächlich über R_E ab. Eine Störspannung $U_{\text{Stör}}$ im Erdzweig wirkt sich, je nach Verhältnis von R_E zum Leitungswiderstand der B-Ader, direkt auf die Spannung U_{RA} aus. Entlang der A-Ader fließt aufgrund des größeren Widerstandes $R_I + R_A + R_E$ lediglich ein geringerer Strom, so dass die Störspannung nicht kompensiert wird. Auch die parasitären Kapazitäten und die Kopplung innerhalb der Leitung bedingen einen geringen Strom und damit eine geringe Kompensationsspannung.

3.1.3.1 RS485

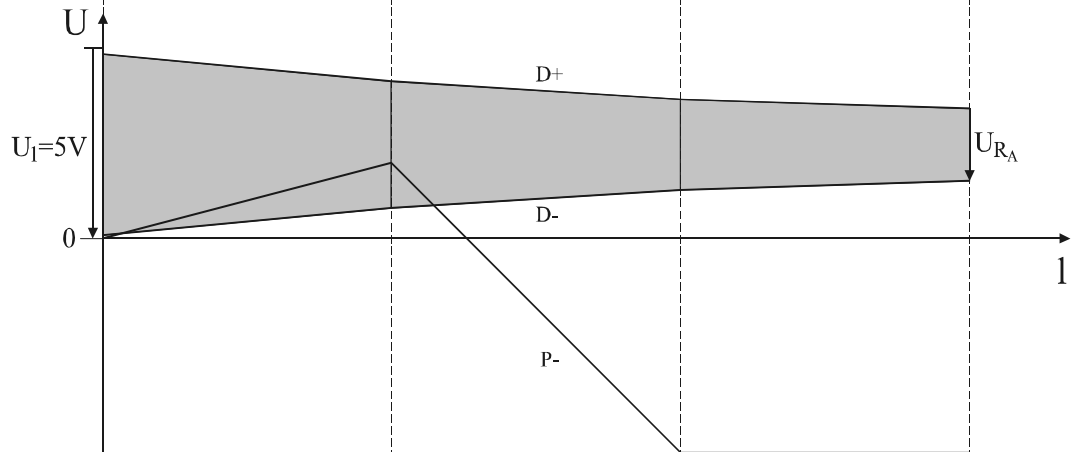
Der RS485 Standard beschreibt eine bidirektionale, symmetrische Halbduplex-Datenübertragung auf einer verdrehten 2-Draht-Leitung mit maximal 32 Teilnehmern. Die Spannungspegel liegen zwischen 0 V und 5 V und die daraus resultierende Differenzspannung im Bereich von +5 bis -5 V, in der Praxis meist auf ± 2 V begrenzt. Die Leitungsenden sind mit Abschlusswiderständen zu versehen und jeder Teilnehmer kann als Sender und Empfänger arbeiten (in Abbildung 3-7a sind lediglich ein Sender und zwei Empfänger dargestellt). Es darf jeweils nur ein Sender aktiv sein, die anderen befinden sich im hochohmigen Zustand.

Jeder Teilnehmer benötigt eine eigene, galvanisch getrennte Energieversorgung. Obwohl die Signalübertragung differenziell geschieht, ist zur Schaffung eines definierten Potenzials eine Potenzialausgleichsleitung notwendig, da die Empfänger lediglich einen begrenzten Gleichtaktbereich besitzen, der bei Überschreitung zur Zerstörung der Bausteine führen kann. Oft ist diese Leitung nicht explizit als Ader oder Kabelschirm ausgeführt, sondern ergibt sich zufällig aus den geerdeten Massen der Teilnehmer. Wenn gleichzeitig eine Potenzialausgleichsleitung *und* Erdverbindungen an den Teilnehmern vorhanden sind, ist eine korrekte Funktion nicht gewährleistet.

a)



b)



c)

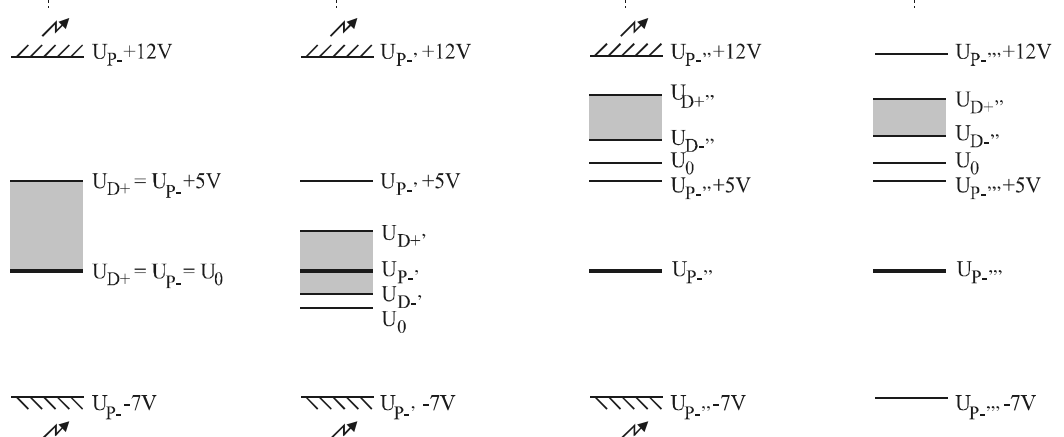


Abbildung 3-7: Datenübertragung im Basisband unter Nutzung des RS485 Standards

a) elektrische Konfiguration

b) statische Spannungsverteilung entlang der Leitung

c) lokale Spannungspegel an den Teilnehmern

Dieses Problem lässt sich meist nur durch optische Signalentkopplung, inklusive galvanischer Trennung der Energieversorgung der Sender/Empfängerstufe von der eigentlichen Hardware der Busteilnehmer, umgehen. Zur Verdeutlichung der Problematik sind in Abbildung 3-7c die Spannungsbereiche für den Fall einer mehrfachen Erdung mit Potenzialunterschieden aus Sicht der jeweiligen Empfängerstufe dargestellt. Der Spannungsabfall entlang der Potenzialausgleichsleitung P+ wird durch die Erdungsverhältnisse vor Ort eingeprägt.

Eine vom Sender ausgehende elektrische Welle schwächt sich entlang der Leitung aufgrund der Dämpfung ab und endet reflexionsfrei am Abschlusswiderstand R_A , der dem Wellenwiderstand der Leitung zu entsprechen hat (Abbildung 3-7b). Die aufgrund der Eingangswiderstände an den Empfängern auftretenden schwachen Reflexionen sind nicht dargestellt. Der statische Spannungsabfall entlang der Leitung entsteht aufgrund des Widerstandsbelages R' , wobei durch jeden Teilnehmer ein Teil des Stromes über R_L abfließt und somit der Strom zum Leitungsende hin abnimmt, was sich in einer geringeren Steigung des Spannungsverlaufes zeigt.

3.1.3.2 CAN

Für das Feldbussystem CAN wurden die Spannungspegel dahingehend angepasst, dass lediglich ein aktiver Zustand (dominant) mit einer auf 2 V reduzierten Differenzspannung sowie ein hochohmiger, passiver Zustand (rezessiv) mit 0 V Differenzspannung existieren. Die Empfängerhysterese (verbotener Bereich) wurde daher von -0,2...+0,2 V bei RS485 auf 0,5...0,9 V bei CAN verschoben (Abbildung 3-8) und das Nullpotenzial liegt wie bei RS485 am unteren absoluten Endwert [Etsch 94], [Reiß 98]. Da lediglich ein aktiver Zustand existiert, der durch Ausgangstransistoren herbeigeführt wird, entsteht der passive Pegel durch das Entladen der Leitungskapazität über die Abschlusswiderstände. Das Verfahren weist daher einige Unsymmetrien auf.

3.1.3.3 RS422 (V11)

Der RS422 Standard entspricht weitgehend dem RS485 Standard, beschreibt jedoch eine unidirektionale Punkt-zu-Punkt Verbindung.

3.1.3.4 RS232 (V24)

Der RS232 Standard beschreibt unidirektionale, unsymmetrische Punkt-zu-Punkt Verbindungen ohne Abschlusswiderstände mit Spannungspegeln im Bereich von +12 bis -12 V (laut Norm ± 15 V) und stellt damit quasi eine vereinfachte Version der RS422 Schnittstelle dar. Durch Hinzufügen einer Datenleitung entgegengesetzter Richtung und Verwendung einer gemeinsamen Masseleitung sowie gegebenenfalls weiterer Steuerleitungen wird meist eine bidirektionale Verbindung aufgebaut.

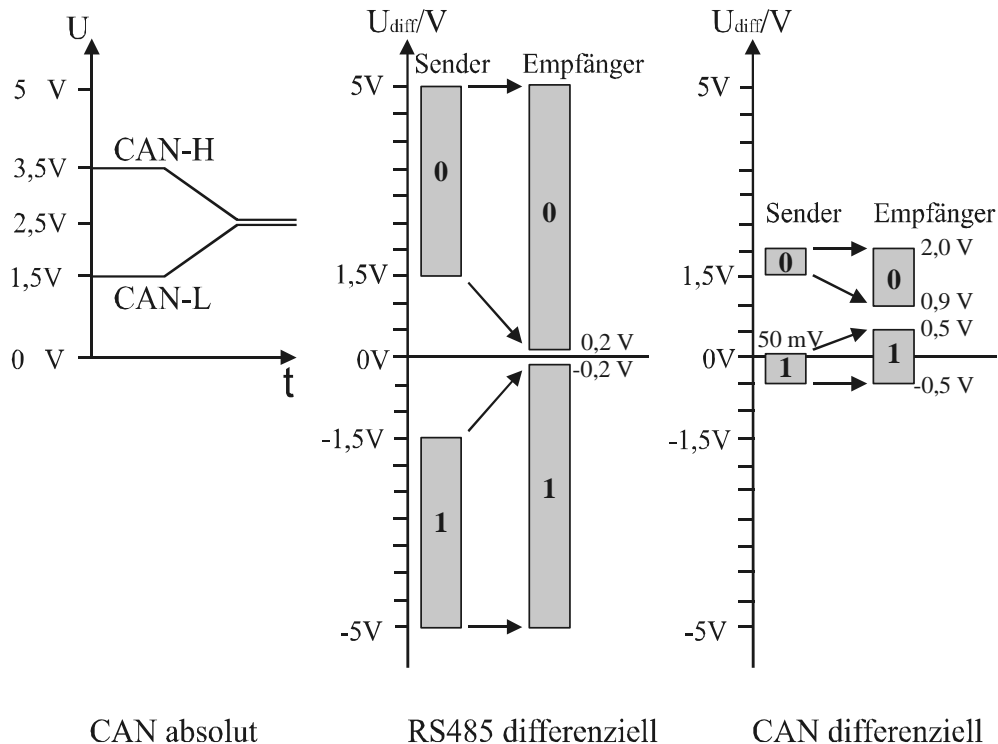
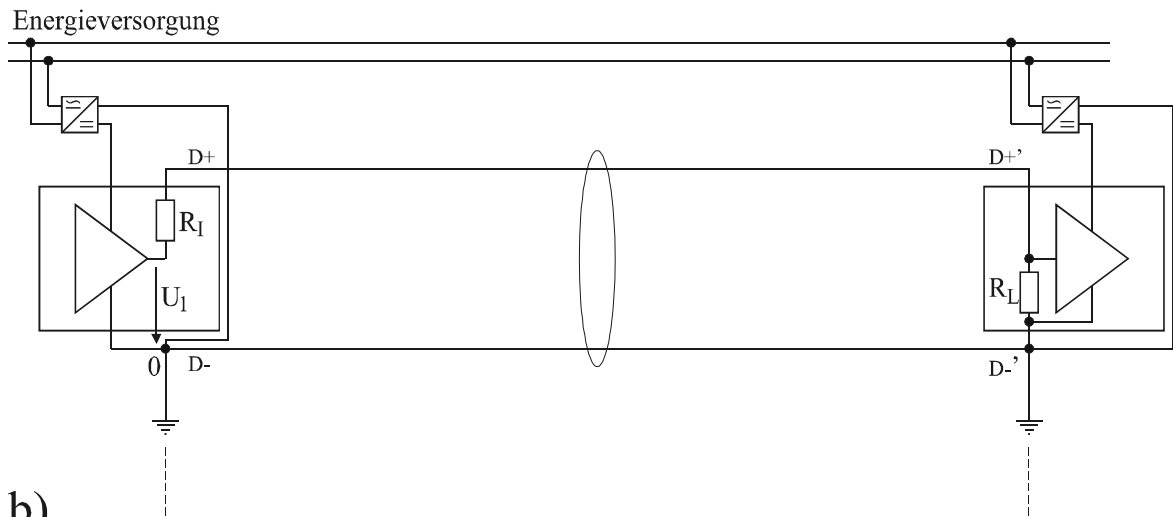


Abbildung 3-8: Typische elektrische Pegel beim Feldbussystem CAN in absoluter und differenzieller Betrachtung mit zulässigen Spannungsbereichen

Die Norm umfasst bis zu 25 Leitungen, von denen in Abbildung 3-9a jedoch lediglich eine Signalleitung mit zugehöriger Masseleitung dargestellt ist. Der Innenwiderstand des Empfängers bewegt sich im Bereich von 3 bis 7 k Ω [Kühn 86], der Innenwiderstand des Senders zwischen 0,370 und 22 k Ω mit zusätzlicher Strombegrenzung auf 10 bis 25 mA [Kainka 00], wodurch sich dynamisch ein größerer Widerstandswert ergibt. Damit sind die Abschlusswiderstände wesentlich größer als der Wellenwiderstand der Leitung, so dass sich näherungsweise „offene“ Leitungsenden ergeben. Die Norm schreibt als Empfängerhysterese einen „undefinierten“ Spannungsbereich von ± 3 V fest (in der Praxis meist auf +1 bis +3 V verschoben). Entlang der Leitung ergibt sich im statischen Fall aufgrund der durch die großen Innenwiderstände bedingten geringen Ströme lediglich ein geringer Spannungsabfall. Der große Spannungshub wird einerseits zur Unterdrückung von Störspannungen auf der Masseleitung (siehe Unterabschnitt 3.1.3.1) genutzt, andererseits findet aufgrund der fehlenden Abschlusswiderstände durch Leitungsreflexionen eine schrittweise Annäherung an den statischen Spannungspegel statt, so dass mehrere Leitungslaufzeiten abzuwarten sind, bis sich ein einwandfreier Pegel durch den Einschwingvorgang ergeben hat (Abbildung 3-9b). Durch dieses Verhalten sind die maximale Datenübertragungsrate und die überbrückbare Entfernung

stark begrenzt. Bei einer Leitungslänge von 15 m ist lediglich eine Rate von 20 kbit/s möglich (45 m bei RS423A bzw. V10).

a)



b)

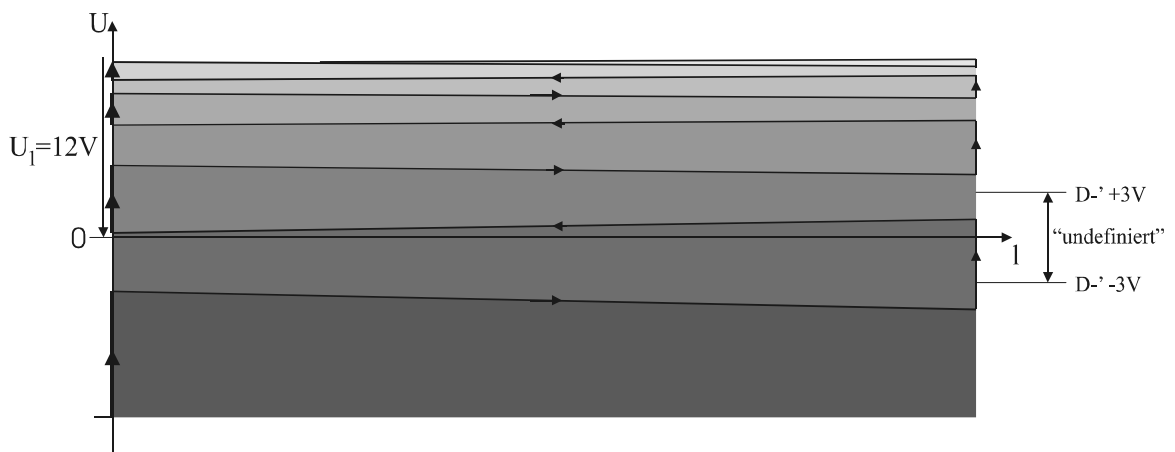


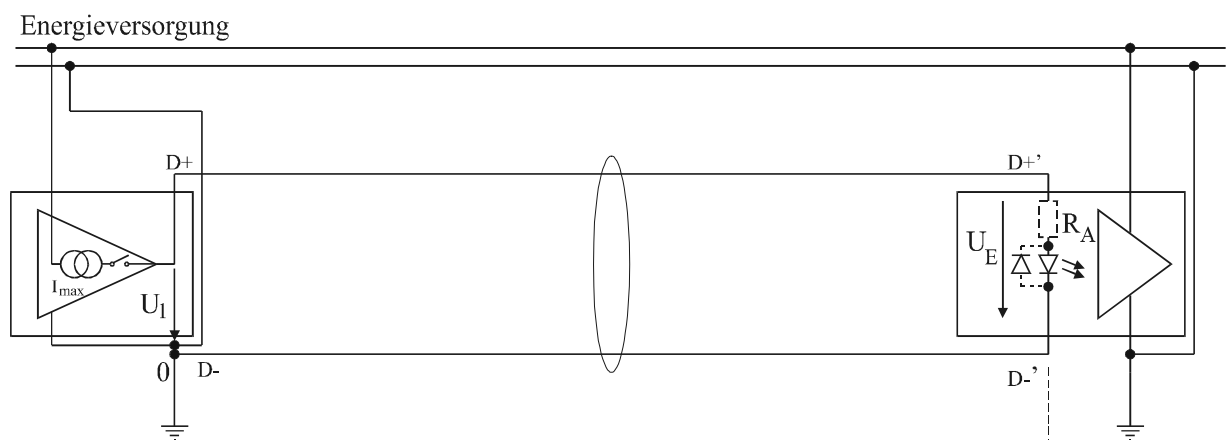
Abbildung 3-9: Konfiguration und elektrische Wellenausbreitung einer Datenübertragung im Basisband unter Anwendung des RS232 Standards

3.1.3.5 Stromschleife

Die Stromschleife stellt eine unidirektionale Punkt-zu-Punkt Verbindung bereit, wobei die Erkennung des aktiven Pegels über den fließenden Stroms geschieht. In Abbildung 3-10a enthält der Sendeblock zur Verdeutlichung dieser besonderen Betriebsart symbolisch eine schaltbare Stromquelle, um den Unterschied zu den sonst üblichen Spannungsausgängen mit Stromaufnahme und –abgabefähigkeit (Quelle/Senke) darzustellen. Da innerhalb eines geschlossenen Stromkreises der Strom an jeder Stelle den gleichen Wert aufweist, abgesehen von Leitungslaufzeiten, ist die Leitung praktisch

unabhängig von eingekoppelten Störspannungen. Auch der Spannungsabfall U_L entlang der Leitung ist ohne Bedeutung, solange die nicht ideale Stromquelle des Senders in der Lage ist eine ausreichend hohe Spannung zu liefern (Abbildung 3-10b). Die optische Entkopplung der Signalleitungen ist bei diesem Verfahren inhärent. Anwendungen finden sich beispielsweise bei der TTY-Terminalschnittstelle [esd 96-1] und der aus dem Audibereich bekannten Midi-Schnittstelle für Synthesizer. Bei entsprechendem Aufbau des Senders können auf diese Weise große Entfernungen auf verlustbehafteten Leitungen störungssicher zurückgelegt werden. Üblicherweise erreicht U_1 Werte von 5 bis 24 V, der Strom wird meist zu 20 mA gewählt.

a)



b)

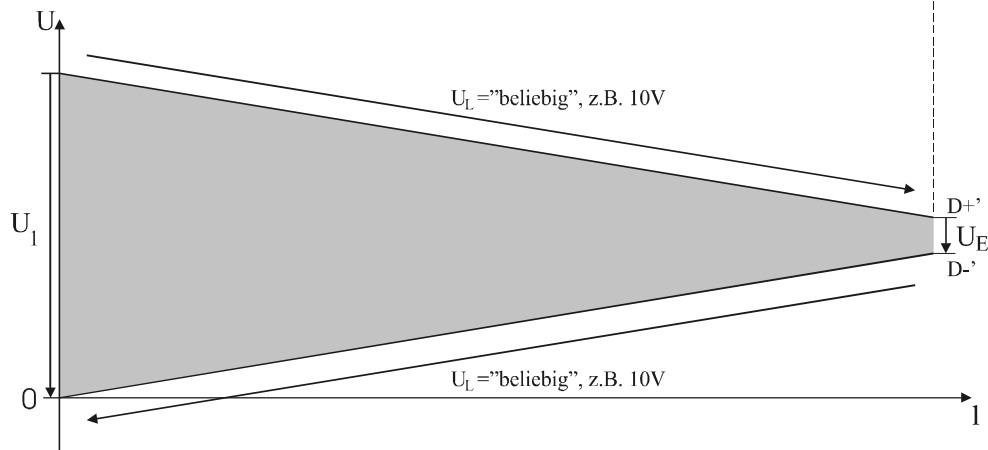


Abbildung 3-10: Konfiguration und statische Spannungsverteilung einer Datenübertragung im Basisband unter Nutzung einer Stromschleife

3.1.3.6 Symmetrischer Current-Mode

Zur Vervollständigung ist abschließend der symmetrische Current-Mode aufgeführt [Kühn 86], der analog dem RS485 Standard eine bidirektionale Datenübertragung auf einer symmetrischen Leitung mit mehreren Teilnehmern ermöglicht. Der Sender schaltet seine Ausgänge dabei nicht zwischen zwei Spannungspegeln um, sondern eine Stromquelle mit 6 bis 12 mA wird wahlweise auf eine der beiden Adern gelegt (Abbildung 3-11). Die Empfänger werten jedoch nicht den Stromfluss, sondern die Spannungsdifferenz zwischen den beiden Signaladern aus. Dieses Verfahren besitzt jedoch den Nachteil, dass der Stromrückfluss über eine zusätzliche Masseleitung geschieht und es sich daher bei genauer Betrachtung um eine 3-Draht Übertragung sowie einer Mischung aus symmetrischem und asymmetrischem Modus handelt.

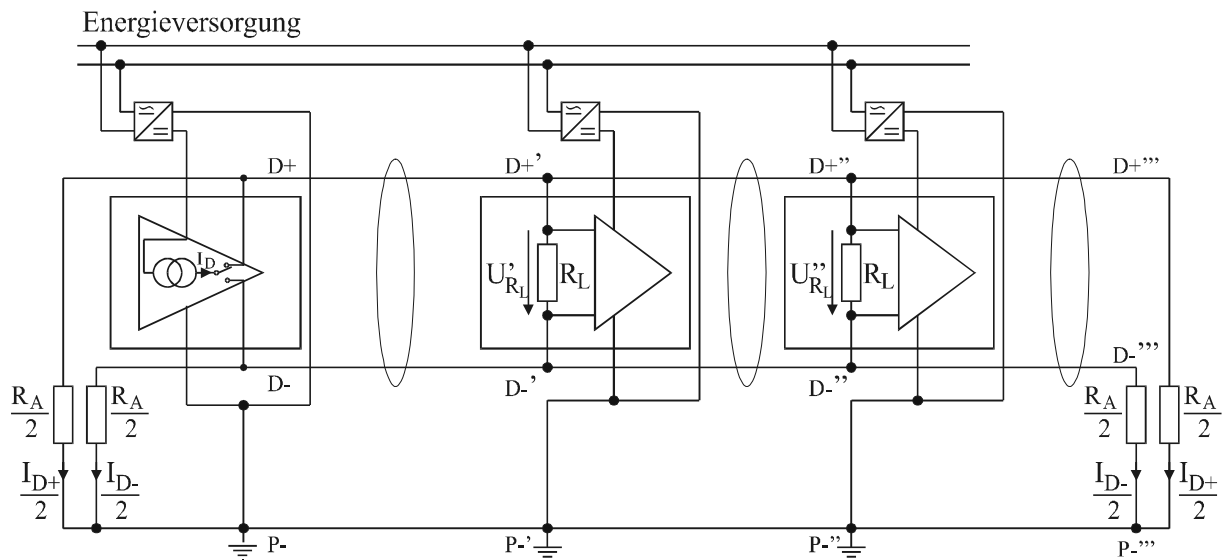


Abbildung 3-11: Konfiguration einer Datenübertragung im Basisband unter Nutzung des Current Mode

3.2 Feldbussysteme

3.2.1 Typische Hardwarestruktur

Ein typischer Feldbusknoten besteht aus einer großen Anzahl von Einzelbestandteilen (siehe auch [esd 96-2]). Je nach Einsatzzweck variiert der Aufbau. Abbildung 3-12 zeigt einen generischen Knoten, der alle Bestandteile gut erkennen lässt.

Im unteren Teil befindet sich der elektrische Leitungstreiber und die Signalaufbereitung für den Empfang, die meist an zwei Adern des Busmediums angebunden sind. Ergänzt werden diese gegebenenfalls durch Schutzelemente zur Vermeidung von Überspannungen, die zur Zerstörung der Leitungstreiber und Empfänger führen können. Je nach Bauart werden die Ströme dabei gegen die Masse des Bussystems oder eine Erdverbindung abgeführt. Vor dem Leitungstreiber wird ein Modulator eingesetzt, wenn die Datenübertragung nicht im Basisband sondern durch höhere Verfahren erfolgt, beispielsweise bei Funk, Power-Line oder speziell geformten Signalimpulsen⁵. Eine galvanische Trennung vom zentralen Teil des Busknotens, meist durch Optokoppler im Datenzweig und DC/DC-Konverter im Energieversorgungszweig realisiert, wird zur Vermeidung von Masseschleifen bei hochwertigen Geräten durchgeführt. Je nach Art des Feldbusses folgt ein in Hardware ausgeführter MAC-Controller⁶. Einige Systeme integrieren diesen Bestandteil zwangsweise in den Mikrocontroller⁷, andere integrieren ihn teilweise nachträglich in gängige Mikrocontroller, so dass im Sinne eines „System on Chip“ Spezialbausteine entstehen. Der Mikrocontroller benötigt Arbeitsspeicher (RAM), Parameterspeicher (EEPROM) und Programmspeicher (ROM), der sowohl das Betriebssystem mit feldbusspezifischen Bestandteilen, als auch applikationsspezifische Software aufnimmt. Auch in diesem Bereich sind zunehmend integrierte Lösungen anzutreffen, wobei der Codeumfang von vollständigen Feldbusimplementierungen häufig Probleme verursacht. Applikationsspezifische Ein- und Ausgänge zum Anschluss von Sensoren und Aktoren werden über Treiberbausteine an den Mikrocontroller angebunden, ebenso wie Anzeigen zur Signalisierung des Betriebszustandes.

⁵ Beispielsweise sin² beim ASI

⁶ Beispielsweise für CAN

⁷ LON basiert auf dem „NEURON“-Chip mit drei integrierten CPUs, eine davon für den MAC. In neuerer Zeit ist allerdings auch eine Implementierung in andere Prozessoren möglich [LNO 01].

Ein weiterer Hauptstrang zieht sich zum Zweck der Energieversorgung in der oberen Hälfte der Abbildung vom Transformator, mit gegebenenfalls vorgeschalteten Schutzelementen, über Gleichrichter bis zum Spannungsregler. Diese Bauelemente beanspruchen häufig ein nicht unerhebliches Volumen und für eine ausreichende Wärmeabfuhr ist Sorge zu tragen.

Aus den bisher genannten Bestandteilen leitet sich schließlich der Bedarf an Leiterplattenfläche inklusive Lötstellen, Gehäuse und elektrischen Klemm- oder Steckverbindungen ab.

Bei einem typischen Feldbuskoppler handelt es sich somit um ein aufwändiges und komplexes Gerät, was sich entsprechend auch in den Kosten niederschlägt.

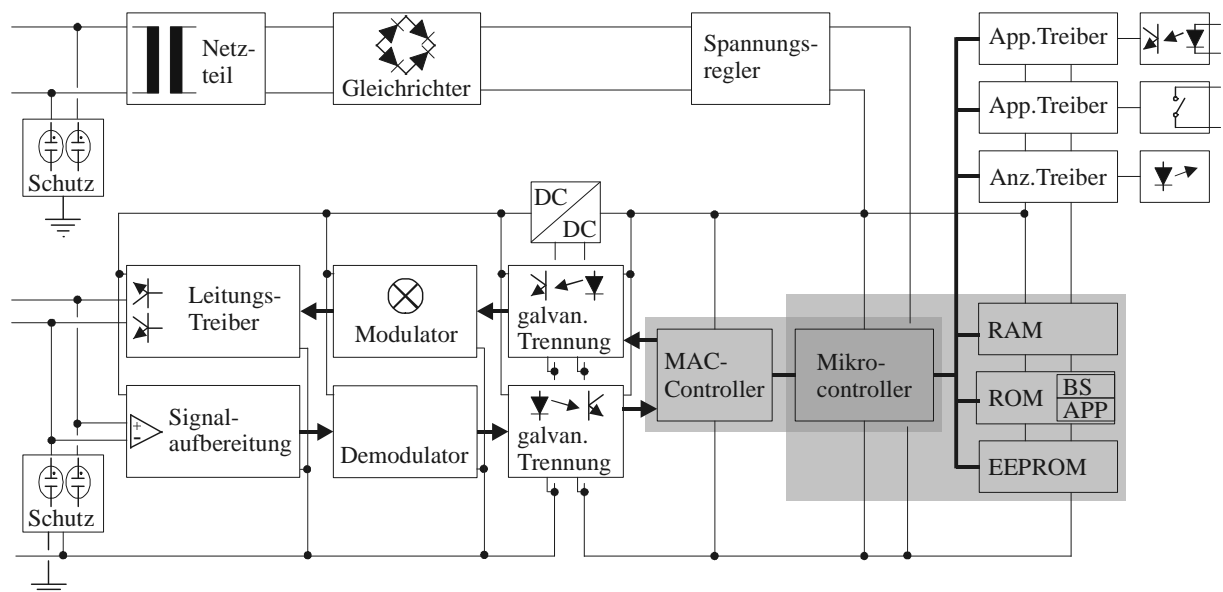


Abbildung 3-12: Aufbau eines typischen Feldbusknotens

3.2.2 Zugriffsstrategien

Feldbussysteme transportieren Daten zwischen Teilnehmern auf einer gemeinsamen Leitung, das heißt Sendedaten von Teilnehmer A werden bei Teilnehmer B als Empfangsdaten bereitgestellt, Daten von Teilnehmer C bei Teilnehmer D, usw. Dabei kommen im Wesentlichen fünf Zugriffsstrategien zum Einsatz: Polling, Token Passing, CSMA/CD, CSMA/CA und Summenrahmen. Die folgenden Betrachtungen sind an [Schnieder 93] angelehnt und berücksichtigen zur Wahrung der Übersichtlichkeit in der Petrinetz-Modellierung keine Mechanismen zur Fehlererkennung und Korrektur. Es

werden farbige Marken eingesetzt, die sowohl eine Adresse (Adr) als auch Daten enthalten.

3.2.2.1 Polling

Polling ist aufgrund des Determinismus die einfachste Zugriffsstrategie. Ein Master fragt zyklisch die Daten aller angeschlossenen Slaves ab und übergibt gegebenenfalls Daten an die Slaves, so dass innerhalb einer fest definierten Zeitscheibe alle Teilnehmer bedient werden. Möglich sind auch unterschiedliche Abfragemuster mit verschiedenen Pollingraten je Teilnehmer, abhängig von der individuell erforderlichen Abtakte. Bei Übertragungsfehlern erfolgt, je nach Implementierung, entweder eine Wiederholung oder es ist bis zum nächsten Zyklus zu warten, so dass sich bei Übertragungsstörungen in der Praxis ein nicht vollständig deterministisches Verhalten ergibt. Einen typischen Vertreter dieser Zugriffsstrategie findet man im PROFIBUS [Bender 90], der jedoch bei Bedarf mehrere Master enthalten kann, die mit Hilfe des Token-Passing untereinander den Buszugriff regeln.

Eine neuere Entwicklung, das Time-Triggered Protocol (TTP) [Koptez 94], arbeitet ähnlich, jedoch wird lediglich ein Starttelegramm verwendet, danach bedienen alle Teilnehmer den ihnen zugeteilten Zeitslot (Zeitscheibenverfahren). Dabei ergibt sich ein Verhalten ähnlich dem im Unterabschnitt 3.2.2.5 dargestellten Summenrahmen, insbesondere was Fehlerkorrektur und die Übertragung von Datenblöcken betrifft. Der Master ist nach Ablauf eines Zyklus jedoch in der Lage, eine dynamische Anpassung des Rahmens und damit des Abfragemusters vorzunehmen, wie dies auch beim Polling möglich ist.

Abbildung 3-13 zeigt ein Petrinetz-Modell des Pollings. Im Master ist ein fester Pollingzyklus implementiert, der mit einer Initialmarkierung im Platz *Zyklusstart* beginnt. Die *Sende-* und *Empfangsdaten* des Masters sowie die *Empfangsregister* und *Senderegister* der Slaves sind als Anfangsmarkierung entsprechend mit Daten belegt. Aus dem Platz *Sendedaten* werden die für den Slave 1 bestimmten Informationen mit Hilfe einer Testkante kopiert und von der Transition *S1*, mit der Adresse 1 versehen, auf den *Bus* gelegt. Gleichzeitig zeigt eine Marke im Platz *Warte auf Slave 1* den entsprechenden Masterzustand an. Alle Slaves lesen die Informationen auf dem *Bus* mit und überprüfen die übertragene Adresse. Lediglich der Slave 1 erkennt seine Adresse (Kantenbedingung $Adr=1$) und überschreibt die Information in seinen Platz *Empfangsregister* mit den neuen Daten, was durch eine Schreib-/Lesekante dargestellt ist. Gleichzeitig sorgt ein Token auf dem Platz *Poll* für das Abschicken einer Kopie des *Senderegisters*. Die Transition *E1* zieht aufgrund der Marke im Platz *Warte auf Slave 1* die Daten vom *Bus* nach Ablauf der Zeit T_1 ab und überschreibt die Informationen im Platz *Empfangsdaten*. Die Zeitspanne symbolisiert dabei die Telegrammübertragungs-

zeit und die Reaktionszeit des Slaves. Dieser Vorgang wiederholt sich beginnend mit S_2 weitere $n-1$ mal bis mit Erreichen von E_n der vollständige Zyklus durchlaufen ist.

Es ist nicht zwingend notwendig, dass pro Slave gleichzeitig Daten in beiden Richtungen übertragen werden. Daher sind die Kanten an den Empfangs- und Senderegistern beziehungsweise die Empfangs- und Sendedaten als optional zu betrachten, der Ablauf mit Frage- und Antworttelegramm bleibt jedoch stets erhalten.

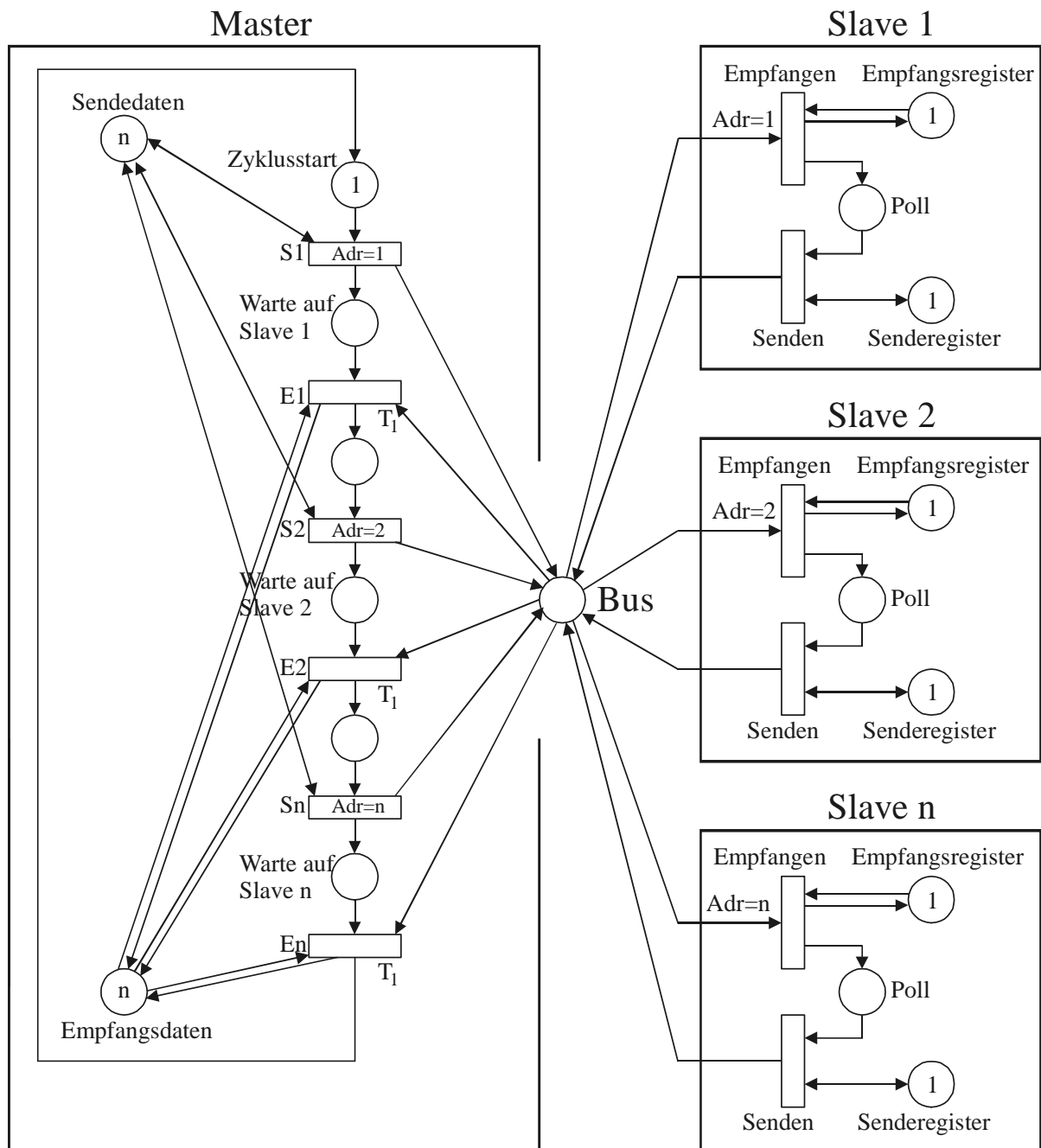


Abbildung 3-13: Petrinetz-Modell des Polling Zugriffsverfahrens

3.2.2.2 Token-Passing

Beim Token-Passing wird die Buszugriffsberechtigung in Form eines Token von Master zu Master weiter gereicht. Solange ein Teilnehmer das Token hält, hat er vollen Buszugriff und kann auf andere Teilnehmer lesend oder schreibend zugreifen, was meist im Polling-Verfahren geschieht. Nach einer festgelegten Zeit T_{\max} , oder wenn keine weiteren Buszugriffe notwendig sind (Early Release Mode), wird das Token an den folgenden Master in der Kette weiter gereicht.

In Abbildung 3-14 ist das Modell eines Token-Ringes zu sehen, wie ihn beispielsweise die Norm IEEE802.5 beschreibt. Im linken Teil befindet sich der Umlauf des Zugriffsberechtigungstokens, im rechten Teil sind die Datenflüsse dargestellt. Master 1 enthält eine Initialmarkierung und damit das Zugriffsrecht zu Beginn des Zyklus. Token aus dem Platz *Sendedaten* werden über die Transition *Senden*, welche eine Testkante auf das Zugriffsrecht besitzt, in das erste Bussegment transportiert. Die Zeit T_1 modelliert dabei die Übertragungs-, Antwort- und Verarbeitungszeiten eines Transfers. Nach Ablauf der Zeit T_{\max} leitet die Transition *Timeout* das Zugriffsberechtigungstoken auf das Bussegment, wodurch es nach *Übergabe* dem Master 2 zur Verfügung steht. Sollten vor Ablauf dieser Zeit alle Sendedaten bereits abgearbeitet sein, so gibt die Inhibitor-kante auf *Early* die vorzeitige Weitergabe des Zugriffsberechtigungstokens frei.

Alle Sendedaten sind mit Zieladressen versehen (Adr), so dass jeder Teilnehmer die eingehenden Telegramme auf ihr Ziel hin überprüfen kann. Telegramme, die nicht für den jeweiligen Teilnehmer bestimmte sind, werden durch die Transition *Weiter* direkt auf das folgende Bussegment geleitet werden, wodurch die Daten im Ring umlaufen. Bei positiver Adressprüfung werden die Daten dagegen über *Empfang* in den Platz *Empfangsdaten* transportiert. Gleichzeitig kann optional ein Polling stattfinden, so dass Sendedaten über die Transition *Antworten* zum Master mit Zugriffsrecht zurückgeleitet werden, wobei dieser den Ring auftrennt und die Antwort über die Transition *Ringende* unter *Empfangsdaten* ablegt. Die notwendige Umschaltung wird dabei durch Test- und Inhibitor-kanten auf den Platz *Zugriffsrecht* erreicht. Findet kein Polling statt, so wandert das Token unverändert zum Master mit Zugriffsrecht zurück, so dass jederzeit ein vollständiger Tokenumlauf vollzogen wird.

Obwohl die Bussegmente durch zwei getrennte Plätze für Zugriffsberechtigungstoken und Telegramme modelliert sind, handelt es sich physikalisch um das selbe Medium. Eine Unterscheidung geschieht dabei über die Datentypen, in Petrinetz-Notation über die Farben. Eine getrennte Modellierung steigert jedoch die Übersichtlichkeit.

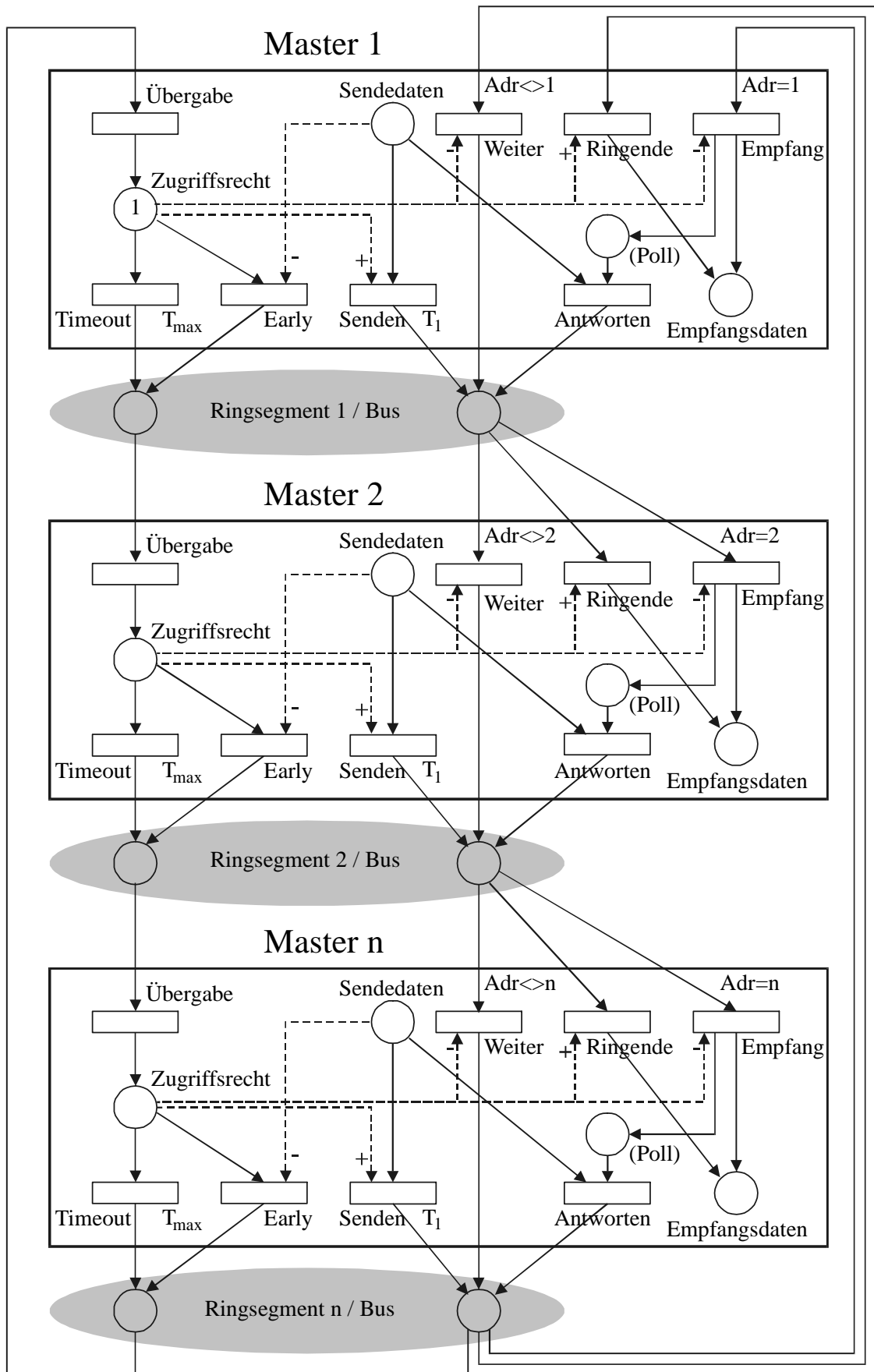


Abbildung 3-14: Petrinetz-Modell des Token-Passing Zugriffsverfahrens

Alternativ kann Token-Passing auf einem physikalischen Bus durchgeführt werden, wie ihn beispielsweise die Norm IEEE802.4 beschreibt und auch beim PROFIBUS in Multi-Master Konfiguration angewandt wird. Im Petrinetz-Modell verschmelzen dabei alle Bussegmente zu einem einzigen Doppelplatz und es entfallen die *Weiter* Transitionen in den Teilnehmern, da eine Weiterleitung nicht mehr notwendig ist. Die *Ringende* Transitionen führen somit Adressüberprüfungen entsprechend den *Empfang* Transitionen durch. Gleichzeitig versehen die *Timeout* und *Early* Transitionen die ausgehenden Zugriffsberechtigungstoken mit der Adresse des Folgemasters, welche dieser mit der Eingangstransition *Übergabe* überprüft und somit lediglich für ihn bestimmte Token vom Bus nimmt.

Bei Feldbussystemen findet häufig der Token-Bus Verwendung.

3.2.2.3 CSMA/CD

Das ereignisorientierte Multi-Master Verfahren CSMA/CD (Carrier Sense Multiple Access / Collision Detect) erkennt auftretende Kollisionen und wiederholt in diesem Fall den Telegrammversand nach einer zufälligen Wartezeit, wodurch erneute Kollisionen unwahrscheinlicher werden. Der Buszugriff geschieht damit in zufälliger Reihenfolge.

Der maximale Durchsatz wird dadurch erhöht, dass bei Ermittlung der zufälligen Wartezeit lediglich ganzzahlige Vielfache der Signallaufzeit des Busmediums und damit Zeitslots erzeugt werden, so dass Kollisionen innerhalb eines Slots von allen Teilnehmern erkannt werden, was die Anzahl zerstörter Telegramme senkt [Hartmann 95]. Bei Erkennung eines Übertragungsfehlers wird das Telegramm erneut gesendet.

Abbildung 3-15 zeigt ein Petrinetz-Modell dieser Zugriffsstrategie für den Busknoten n . Aus dem Platz *Sendedaten* wird ein Telegramm in Form eines Tokens in das Senderegister der Platzkapazität 1 transferiert. Wenn der Bus als unbelegt erkannt wird, legt die Transition *Carrier Sense* eine Kopie des Tokens auf den *Bus*. Die Erkennung des Busbelegungszustandes erfolgt einerseits direkt über eine Inhibitorkante auf *Carrier Sense*, um die Erzeugung von Mehrfachtoken zu verhindern, andererseits über eine Invariante mit den Plätzen *Bus frei* und *Bus belegt*, wobei der erstgenannte Platz die Initialmarkierung erhält. Diese Vorgehensweise ist notwendig, um der Tatsache Rechnung zu tragen, dass der Bus erst nach Ablauf einer Zeit T_1 als frei anzusehen ist. Diese Zeit kann jedoch nicht direkt der Transition *Carrier Sense* zugeordnet werden, da eine Sendeaufforderung zum sofortigen Senden führt, falls der Bus bereits für eine Zeitspanne größer T_1 unbelegt ist. Die bereits erwähnte zusätzliche Inhibitorkante ist notwendig, da ein sofortiges Schalten der *Belegungserkennung* nicht garantiert werden kann, weil schaltfähige Transitionen in zufälliger Reihenfolge feuern. Das Entstehen

von Kollisionen auf dem Bus wird jedoch genau durch dieses zufällige Feuern der *Access* Transitionen modelliert!

Befindet sich neben dem eigenen Token mindestens ein weiteres Token auf dem *Bus*, so liegt eine Kollision vor, die von der Transition *Collision Detect* erkannt wird. Nach einer kurzen Wartezeit T_2 wird das eigene Token vom *Bus* entfernt. Der Zeitraum T_2 gewährleistet, dass alle anderen Sender ebenfalls die Kollision erkennen. Im realen System wird hierzu für die Zeitspanne T_2 ein sogenanntes Jam-Signal auf den Bus gesendet, welches von allen Teilnehmern wahrgenommen wird.

Master n

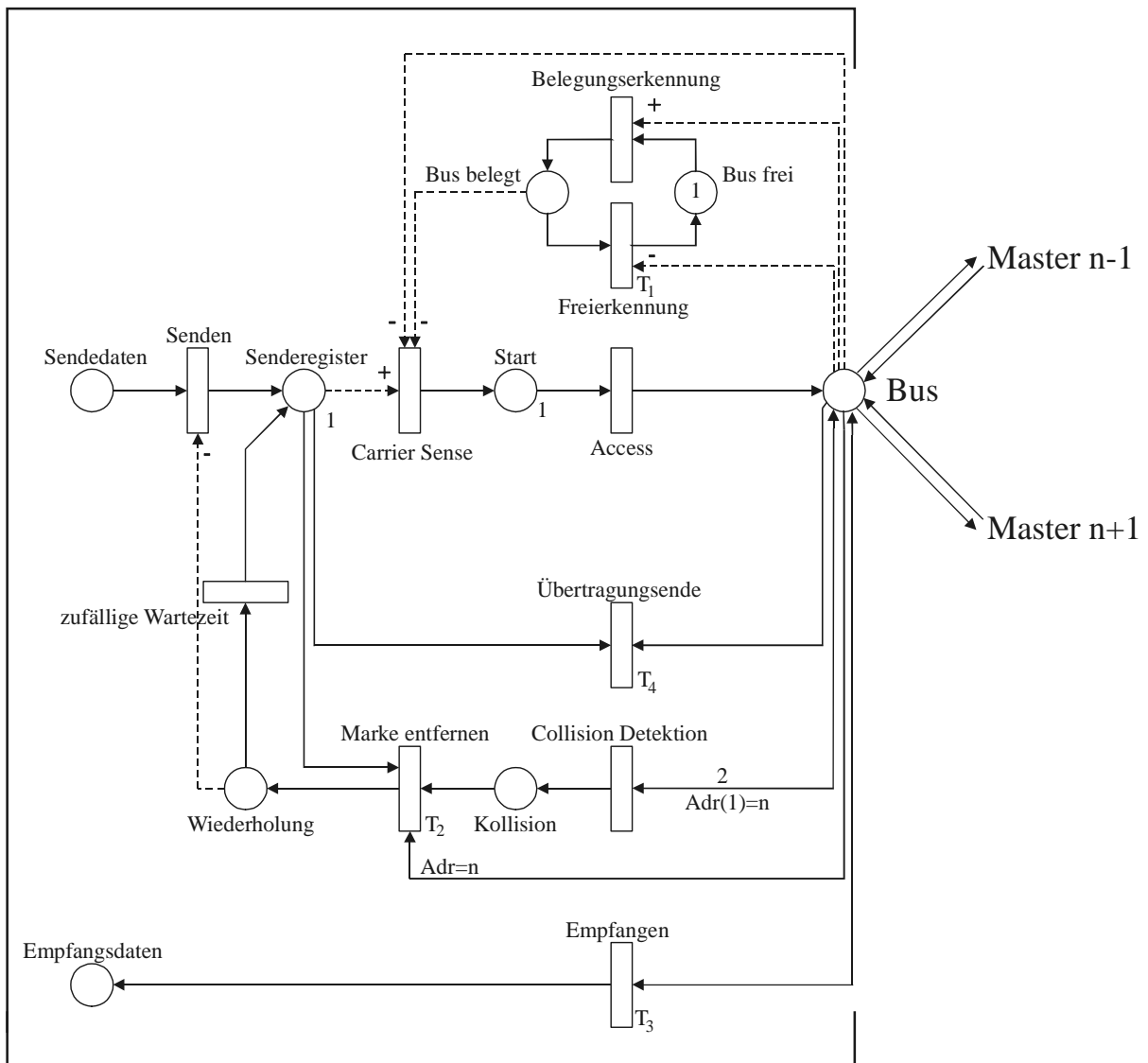


Abbildung 3-15: Petrinetz-Modell des CSMA/CD Zugriffsverfahrens

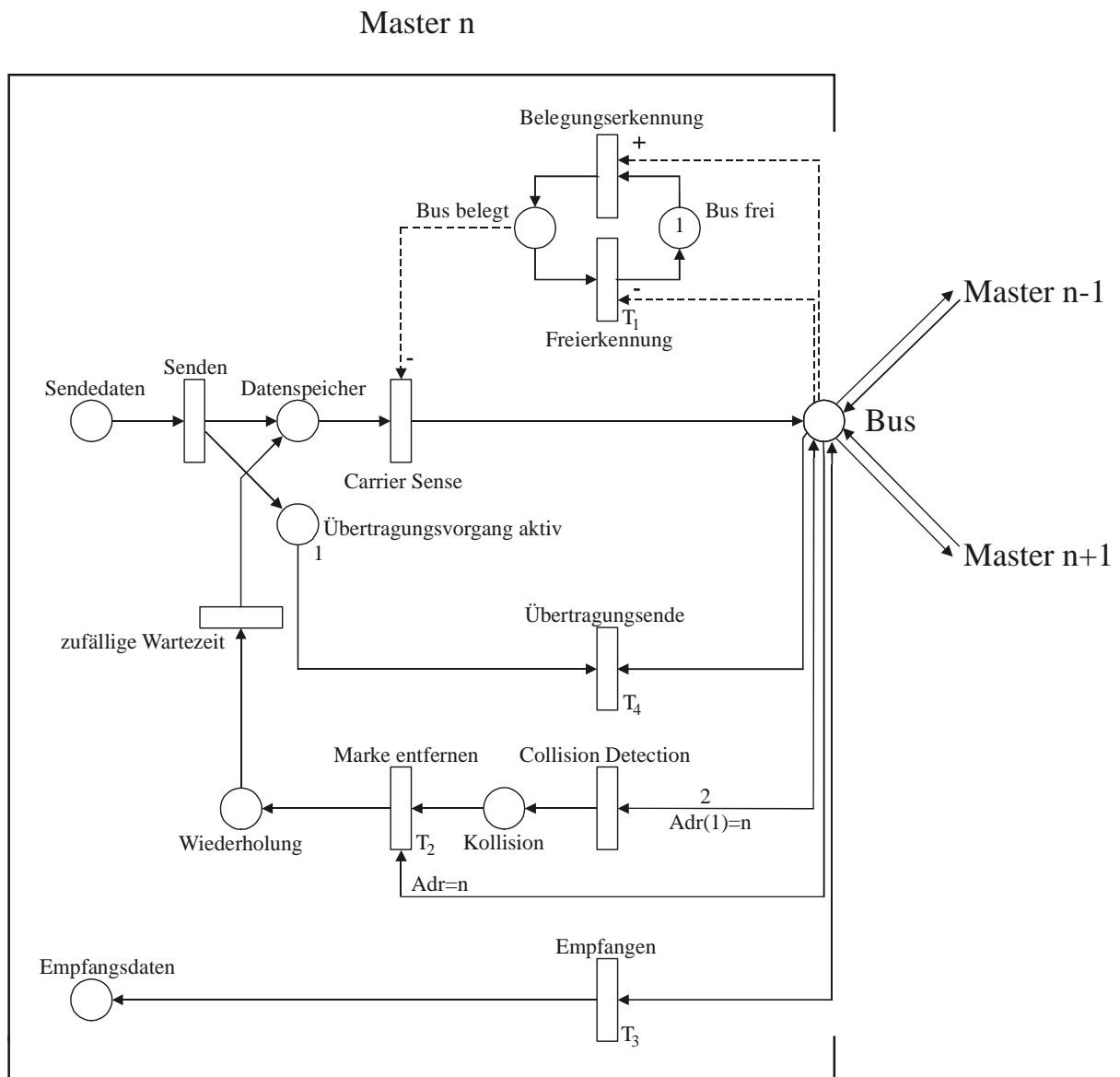


Abbildung 3-16: Alternatives Petrinetz-Modell des CSMA/CD Zugriffsverfahrens

Bei kollisionsfreiem Ablauf lesen alle Knoten nach der Zeit T_3 den Inhalt des einzigen auf dem Bus verbliebenden Tokens und stellen ihn zur weiteren Bearbeitung im Platz *Empfangsdaten* bereit. Die Zeit T_3 entspricht dabei der Übertragungsdauer des Telegramms. Nach Ablauf der geringfügig größeren Zeit T_4 entfernt der sendende Knoten sein Token vom *Bus*, womit die vollständige Übertragung eines Telegramms abgeschlossen ist.

Der kausale Zusammenhang, welcher durch die Zeiten T_3 und T_4 vorgegeben wird, ist nicht durch eine Markenübergabe zwischen den beiden Transitionen modelliert, da die Zeit T_4 größer zu wählen ist als die Zeiten T_3 aller Busknoten im System, wozu eine in

der Realität nicht auftretende Markenübergabe aller Knoten über den Bus zu erfolgen hätte. Die Zeiten T_1 bis T_4 sind statt dessen gleichzusetzen mit bestimmten Vielfachen der Bitzeit, insbesondere T_3 und T_4 markieren das aus den übertragenden Bits resultierende Telegrammende, welches bei variabler Telegrammlänge entsprechend anzupassen ist.

Alternativ ist eine Modellierung mit Aufspaltung des *Senderegisters* nach Daten- und Steuerfluss in einen Platz *Datenspeicher* und einen Platz *Übertragungsvorgang aktiv* der Kapazität 1 möglich (Abbildung 3-16). Die Testkante auf *Carrier Sense* kann damit zu einer abziehenden Kante umgewandelt werden, wodurch die Testkante zwischen *Senden* und *Wiederholen* entfällt, da keine Gefahr der Erzeugung von Mehrfachmarken besteht. Gleiches gilt für die direkte Testkante zwischen *Carrier Sense* und dem *Bus*. Der Platz *Start* und die Transition *Access* sind nicht mehr notwendig, da eine Kollision nun durch zufälliges Schalten der Transition *Belegungserkennung* in unterschiedlichen Knoten möglich ist. Die Marke auf *Übertragungsvorgang aktiv* wird ausschließlich über die Transition *Übertragungsende* entfernt, womit gleichzeitig die abziehende Kante zwischen *Senderegister* und *Marke entfernen* entfällt.

Diese alternative Sichtweise ist durchaus geeignet die Übersichtlichkeit zu erhöhen, kann jedoch bei weitergehender Modellierung zu Problemen führen (siehe Unterabschnitt 3.2.2.4).

3.2.2.4 CSMA/CA

Das ereignisorientierte Multi-Master Verfahren CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access / Collision Avoidance) vermeidet Kollisionen, indem alle sendebereiten Stationen zu Beginn des Telegramms anhand der Priorität in Form der Sendeadresse entscheiden, welcher Teilnehmer das Senderecht erhält. Diese Entscheidung geschieht ohne Zeitverlust durch bitweise Arbitrierung, das heißt alle Teilnehmer beginnen nahezu gleichzeitig mit der Aussendung eines Startbits sowie daran anschließender Adressbits, beginnend mit dem MSB, wodurch eine kontrollierte Kollision entsteht. Um dies zu ermöglichen, hat das Übertragungsmedium spezielle Anforderungen zu erfüllen.

1. Es werden ein dominanter und ein rezessiver Pegel bereit gestellt.
2. Die Signallaufzeit entlang des gesamten Mediums liegt unter einem Grenzwert, da während der Arbitrierungsphase die Bits aller Teilnehmer quasi gleichzeitig auf dem Bus liegen. Folgende Bedingung ist einzuhalten [Reiß 98]:

$$l * r * k \leq v \quad (\text{Gleichung 2})$$

mit l = Leitungslänge [m]
 r = Datenrate [bit/s]

$k \approx 4$ (zweifache Leitungslänge bei Abtastung in der Mitte der Bits ⁸)

$v = c * v/c$ = Ausbreitungsgeschwindigkeit im Medium

c = Lichtgeschwindigkeit = $3 \cdot 10^8$ m/s

v/c = Verkürzungsfaktor $\approx 0,66$ bis $0,78$

Wenn ein Sender erkennt, dass ein von ihm ausgesandter rezessiver Pegel durch einen dominanten Pegel überschrieben wird, bricht er die aktuelle Sendung ab und beteiligt sich beim folgenden Telegrammstart wieder an der Arbitrierung. Auf diese Weise wird erreicht, dass jeweils der Teilnehmer mit der höchsten Priorität sendet. Beim CAN ist die höchste Priorität abweichend von der hier verwendeten Beschreibung die Adresse 0, da der dominante Zustand der logischen 0 zugeordnet ist. Bei Erkennung eines Übertragungsfehlers wird das Telegramm als ungültig markiert und als nicht übertragen betrachtet.

Abbildung 3-17 zeigt ein Petrinetz-Modell dieser Zugriffsstrategie für den Busknoten n . Im Senderegister der Platzkapazität 1 befindet sich das zu sendende Telegramm in Form eines Tokens. Wenn der Bus als unbelegt erkannt wird, was über einen rezessiven Pegel der Dauer T_1 definiert ist und im Modell durch eine Inhibitorkante vom *Bus* auf die Transition *Carrier Sense* dargestellt ist, wird eine Kopie des Tokens im Platz *Start* abgelegt, welcher durch seine Platzkapazität von 1 die Generierung von Mehrfachtoken verhindert. In diesem Zustand wird auf das Erscheinen eines Startbits auf dem Bus gewartet, symbolisiert durch eine positive Testkante auf *Multiple Access*, um in diesem Fall ebenfalls das Telegrammtoken auf den Bus zu legen. Sollte innerhalb einer definierten Zeit T_2 keine Busaktivität erkannt werden, so legt die Transition *First/Single Access* das Token auf den Bus. Dies ist einerseits notwendig, wenn zu diesem Zeitpunkt keine weiteren Stationen sendebereit sind, andererseits hat eine der Stationen den ersten Schritt bei Mehrfachzugriff zu tun. Dieses aufwendige Synchronisationsverfahren ist notwendig, da die Zeitbasen der Busknoten nicht synchron laufen und gleichzeitig eine Genauigkeit im Teil-Bitbereich erforderlich ist.

Befindet sich ein Token mit höherer Adresspriorität auf dem *Bus*, wird die *Arbitrierung verloren*. Die gleichnamige Transition entfernt das Token vom *Bus*, wobei die Bedingung $Adr=n$ sicherstellt, dass das dem jeweiligen Knoten n zugehörige Token entnommen wird. Je nach Implementierung des Busknotens bleibt entweder das ursprüngliche Telegramm im Senderegister stehen und nimmt beim folgenden Zyklus

⁸ Das CSMA/CA Verfahren erfordert das Hinlaufen eines Synchronisationsimpulses beziehungsweise Startbits (einfache Leitungslänge), woraufhin ein am Leitungsende platzierter Teilnehmer im folgenden Bit seine Arbitrierungsdaten in Form der Adresse zurücksendet (zweite Leitungslänge). Der ursprüngliche Sender des Synchronisationsimpulses tastet die eingehenden Bits standardmäßig in der Mitte ab, so dass sich die zulässige Laufzeit um den Faktor 2 verkürzt.

wieder an der Arbitrierung teil oder das Senderegister wird geleert und das Token in den Platz *Sendedaten* zurückgelegt. Dort wird anschließend durch die Transition *Senden* das Telegramm mit der höchsten Adresse ausgewählt und ins Senderegister transportiert. Durch diesen optionalen Mechanismus wird gewährleistet, dass Alarmmeldungen hoher Priorität nicht durch im Senderegister befindliche Telegramme geringerer Priorität verzögert werden.

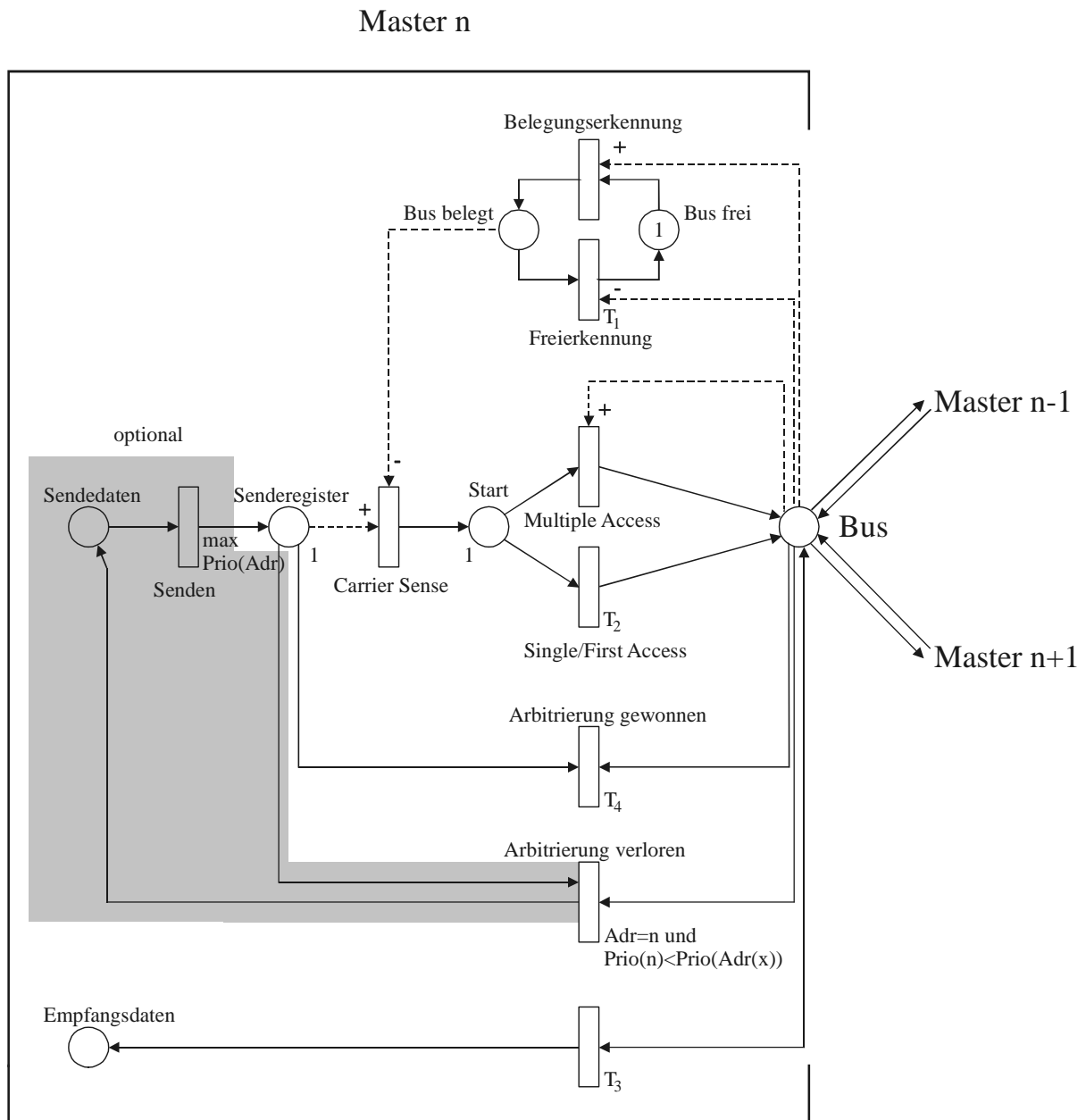


Abbildung 3-17: Petrinetz-Modell des CSMA/CA Zugriffsverfahrens

Nach Ablauf der Zeit T_3 lesen alle Knoten nahezu gleichzeitig den Inhalt des einzigen auf dem Bus verbleibenden Tokens und stellen ihn zur weiteren Bearbeitung im Platz

Empfangsdaten bereit. Die Zeit T_3 entspricht dabei der Übertragungsdauer des Telegramms. Nach Ablauf der geringfügig größeren Zeit T_4 entfernt der sendende Knoten sein Token vom Bus, womit die vollständige Übertragung eines Telegramms abgeschlossen ist.

Von der alternativen Modellierung wie in Unterabschnitt 3.2.2.3 wird hier kein Gebrauch gemacht, da sich die Modellierung des optionalen Teils gegenüber der ersten Alternative äußerst unübersichtlich darstellen würde.

3.2.2.5 Summenrahmen

Die Zugriffsstrategie des INTERBUS besteht im Aufbau eines verteilten Schieberegisters, so dass sich ein Gesamtsummenrahmen ergibt [Reiß 98]. Alle Slaves bilden einen Ring mit einem zentralem Master, wobei das Medium aus Teilabschnitten besteht und sich somit eine Art „Daisy Chain“ ergibt.

Bei der Übertragung von Datenblöcken wie Programmsegmenten oder Texten beziehungsweise Strings sind spezielle Maßnahmen zur Nummerierung und gegebenenfalls Wiederholung der Datenfelder zu treffen. In Phasen ohne Datenübertragung werden diese Datenfelder ungenutzt im Kreis geschoben. Wird ein Übertragungsfehler erkannt, so ist erneut ein vollständiger Summenrahmen abzuwarten, solange bis der Zyklus fehlerfrei abläuft. Erst dann stehen die gewünschten Daten bereit.

Abbildung 3-13 zeigt ein Petrinetz-Modell dieser Anordnung, wobei vereinfachend pro Slave lediglich eine Schieberegisterbreite von einem Byte und eine Slaveanzahl von zwei angenommen wird. Der Master sendet regelmäßig Datenpakete, bestehend aus einem Header (4 Bit), Daten (8 Bit) und einem Stopbit (1 Bit). Die Header werden von den Slaves direkt weiter gesendet, so dass sich für diesen Fall ein ähnliches Verhalten wie auf einem physikalischen Bus ergibt. Eine Steuerung innerhalb der Slaves erkennt das Headerende und leitet die Daten über das interne Schieberegister um, so dass sich aus Sicht des Masters für die Datenübertragung ein langes Schieberegister ergibt. Dieser Umschaltvorgang wird bei jedem Datenpaket erneut durchgeführt.

Ein Zyklus startet mit der Aussendung eines speziellen Startheaders, der von den Steuerungen der Slaves erkannt wird (Start of Frame), welche daraufhin den Inhalt des internen Schieberegisters mit ihren zu sendenden Daten überschreiben. Nach Headerende wird das erste Byte des Masters in das Schieberegister des ersten Slaves geschoben, gleichzeitig werden die Sendedaten aus diesem Register in das Register des zweiten Slaves geschoben, so dass schließlich die Daten des letzten Slaves in das Register des Masters transferiert werden, womit sich der Ring schließt.

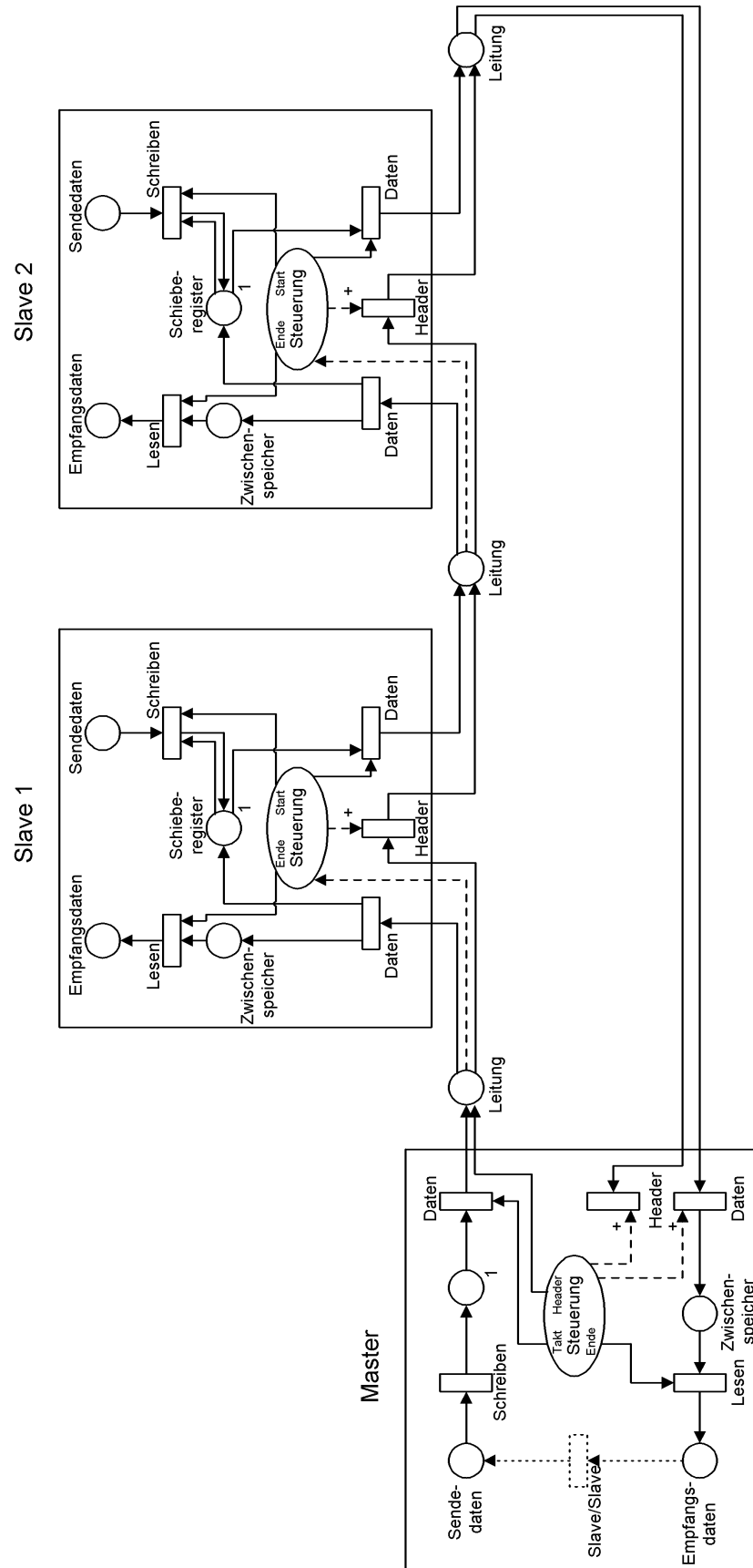


Abbildung 3-18: Petrinetz-Modell des INTERBUS Zugriffsverfahrens

Die Schieberegister sind in der Petrinetz-Darstellung mit der Platzkapazität „1“ versehen, so dass sich lediglich eine Marke mit dem Dateninhalt von 8 Bit auf dem Platz befinden kann. Erst nachdem die vorhergehende Marke den Platz in Richtung des Folgeslaves verlassen hat, kann die nächste nachrücken. Das entspricht dem Verhalten eines Schieberegisters, auch wenn sich dieses Verhalten dort bitweise abspielt. Die Steuerung des jeweiligen Slaves kontrolliert den Vorgang, symbolisiert durch die Kante von der Steuerung auf die Transition *Daten* im Ausgang. Die Headerüberwachung geschieht über die Testkante zwischen *Leitung* und der Steuerung, die Transition *Header* modelliert das direkte Durchschalten der Headerbits unter Kontrolle der Steuerungstestkante.

Nachdem die gesamte Kette einmal umgelaufen ist, befinden sich alle Sendedaten der Slaves im Master und die Sendedaten des Masters verteilt in den Slaves. Der Master sendet zum Abschluss ein Control-Byte, woraufhin alle Teilnehmer die empfangenen Daten aus dem Zwischenspeicher zur Verarbeitung übernehmen (End of Frame) und die Informationen im Platz *Empfangsdaten* überschreiben.

Für eine Slave-Slave Kommunikation ist im Master ein Transfer zwischen Empfangs- und Sendedaten durchzuführen, da Slaves die Daten anderer Slaves nicht direkt lesen können. Dies ist jedoch nicht Bestandteil des Busprotokolls, der Master sendet und empfängt lediglich einen vollständigen Summenrahmen pro Zyklus.

3.2.3 Etablierte Systeme

Die etablierten kabelgebundenen Systeme lassen sich in verschiedene Gruppen mit ähnlichen Eigenschaften bezüglich Datenübertragungsrate, Reichweite und Teilnehmerzahl einteilen, wobei naturgemäß über die physikalischen Eigenschaften enge Bindungen an die Mechanismen des Medienzugriffs bestehen.

3.2.3.1 Gruppe 1: exklusiver Zugriff

Die erste Hauptgruppe umfasst Systeme mit Token-Passing oder Polling durch einen zentralen Master und somit eine zentrale Buszuteilung. Im Allgemeinen arbeiten sie nach RS485 Standard in Linientopologie und erreichen hohe Übertragungsgeschwindigkeiten bei großen Reichweiten, da eine Kollisionserkennung oder -vermeidung nicht notwendig ist. Jedoch verhält sich die mögliche Übertragungsrate umgekehrt proportional zur Reichweite, was durch die Signaldämpfung entlang der Leitung bedingt ist. Typische Werte betragen 60 bis 300 kbits/s bei 1000 m/Segment beziehungsweise 500 bis 12000 kbit/s bei 200 m/Segment.

Typische maximale Teilnehmerzahlen liegen bei bis zu 255, wobei hohe Teilnehmerzahlen die nutzbaren Übertragungsgeschwindigkeiten und Reichweiten ebenfalls vermindern, so dass die drei Eigenschaften nicht gleichzeitig bis an die Grenzen nutzbar sind. Die erreichbaren Übertragungsraten relativieren sich, da die Notwendigkeit besteht alle Teilnehmer regelmäßig abzufragen, wobei größtenteils unveränderte und damit redundante Informationen übertragen werden (Sicherheitsaspekt siehe TTP) und umfangreiche Telegrammstrukturen sowie das Spiel von Anfrage- und Antworttelegramm den Overhead, insbesondere für einfache Sensor-/Aktorinformationen, in die Höhe treiben. Die Übertragung azyklischer Datensätze variabler Größe lässt sich jedoch problemlos integrieren. Vertreter dieser Gruppe sind ARCNET, BITBUS und PROFIBUS [Gruhler 00]. Das bei (World)FIP und Foundation-Fielbus eingesetzte Arbitrator-Producer-Consumer Verfahren (APC) unterscheidet sich nur in sofern vom Polling, dass die von den Slaves stammenden Antworten von allen Teilnehmern mitgehört und ausgewertet werden können. Der sonst notwendige Umweg der Daten über den Master bleibt damit erspart.

Abgesehen von ARCNET, welches als Übertragungsmedium meist Koaxialkabel einsetzt, besteht durch die Verwendung des RS485 Standards eine Begrenzung auf 32 Teilnehmer pro Segment, welche sich nur durch den Einsatz von Repeatern oder Nutzung von proprietären elektrischen Ankopplungen erhöhen lässt. Problematisch ist dabei ein erhöhter Projektierungsaufwand, einhergehend mit Unflexibilität im Netzaufbau beziehungsweise eine Inkompatibilität zu Standardprodukten bei Einsatz proprietärer Busankopplungen, so dass sich in der Praxis lediglich die beiden Parametersätze (100 kbit/s, 1000 m, 32 Teilnehmer) und (≥ 1000 kbit/s, 200 m, 32 Teilnehmer) sowie Zwischenstufen einsetzen lassen.

Beim Auftreten von Übertragungsfehlern kann der Polling-Master nach der Fehlererkennung gegebenenfalls eine sofortige Neuübertragung veranlassen, was in den meisten Implementierungen jedoch unterbleibt. Die Hot-Plug Fähigkeit der Systeme, also die Möglichkeit im laufenden Betrieb unter Anliegen der Versorgungsspannung Komponenten zu entfernen oder hinzu zu fügen, hängt im Wesentlichen von der Fähigkeit zur Erkennung neuer Teilnehmer und einer automatischen Rekonfiguration ab, sofern eine störungsfreie elektrische Anschaltung gewährleistet ist.

Charakteristische Anwendungen finden sich in Industrie und Kraftwerken, beispielsweise bei der Vernetzung von Werkzeugmaschinen innerhalb von Fertigungsstraßen.

3.2.3.2 Gruppe 2: starre Ringstrukturen

Die Systeme der zweiten Hauptgruppe nutzen Summenrahmen-Verfahren und stellen zyklische Ringe als Sonderfall der ersten Gruppe dar, die entweder als physikalischer Ring (INTERBUS) oder logischer Ring auf physikalischem Bus (TTP/C und FlexRay) realisiert sind. Beide Verfahren zeichnen sich durch eine äußerst hohe Protokolleffizienz größer 50% aus, da jeder Busteilnehmer innerhalb eines für das Gesamtsystem festgelegten Summenrahmens eine feste Position zugewiesen bekommt, in der er seine Daten einfügt. Bei INTERBUS geschieht dies bereits rein physikalisch durch die Ausführung des Systems als verteiltes Schieberegister, die Neuentwicklung TTP/C [Kopetz et al. 94] bewerkstelligt dies durch einen Zeitrahmen mit entsprechenden Zeitslots im TDMA (Time Division Multiple Access). Im übertragenen Sinne läuft dabei, anstelle der Daten auf einem physikalischen Ring, der auf dem Bus sichtbare Teil des Schieberegisters um. Wie beim Arbitrator-Producer-Consumer Verfahren können beim TTP/C die Daten zwischen den Teilnehmern direkt ausgetauscht werden, beim INTERBUS jedoch nicht.

Im Gegensatz zum INTERBUS besteht bei TTP/C die Möglichkeit, die Rahmenstruktur dynamisch den aktuellen Gegebenheiten anzupassen, beim FlexRay sogar durch einen FTDMA Bereich (Flexible TDMA), wobei ungenutzte Zeitslots drastisch verkürzt werden [Goldbacher 01]. Ein weiterer Nachteil des physikalischen INTERBUS Ringes besteht darin, dass bei Störung lediglich eines Teilnehmer der Ring unterbrochen und somit das gesamte System gestoppt wird. Somit ist keine Hot-Plug Fähigkeit gegeben. Weiterhin ist zu beachten, dass sich die Maximalausdehnung aus Vielfachen der Maximalabstände zweier Teilnehmer zusammensetzt. Der Parametersatz für den INTERBUS Fernbus lautet (500 kbit/s, 32x 400 m, 64 Teilnehmer), für TTP/C ist lediglich eine Datenrate von 2000 kbit/s spezifiziert, als Busmedium wird eine beliebige broadcastfähige Linienarchitektur eingesetzt.

Probleme bereitet die Übertragung azyklischer Datensätze, da für jeden betroffenen Knoten ein Freiraum, ähnlich einer Variable, in den Rahmen einzufügen ist. Solange keine azyklische Übertragung aktiv ist, werden ungenutzte Datenfelder übertragen (100 % Overhead). Im aktiven Fall wird pro Buszyklus lediglich ein kleines Segment, entsprechend der definierten Variable, übertragen und der gesamte Datensatz Stück für Stück aus diesen Segmenten zusammengesetzt. Relativ einfach lassen sich dagegen Datenstreams übertragen, wie sie beispielsweise bei Audioübertragungen auftreten. TTP/C zeigt sich in dieser Hinsicht anpassungsfähig, da die Anzahl und die Breite der Zeitschlitze zur Laufzeit adaptiv angepasst werden können.

Eindeutig positiv ist dagegen das Verhalten in sicherheitskritischen Anwendungen, da durch die zyklische Übertragung Rückschlüsse auf die Funktionsfähigkeit des Systems

getroffen werden können. Insbesondere TTP/C unterstützt dies durch zusätzliche Hardwareredundanz.

Beim Auftreten von Übertragungsfehlern ist eine Wiederholung aufgrund des starren Rasters nicht möglich, deshalb ist der folgende Buszyklus mit erneuter Übertragung des gleichen Wertes abzuwarten. Das vom Grunde her deterministische Verhalten kann daher nicht vollständig garantiert werden.

Charakteristische Anwendungen finden sich in der Aufrüstung bestehender Industrieanlagen (geringer Engineeringaufwand) beim INTERBUS beziehungsweise sicherheitskritischen Anwendungen (X by Wire) beim TTP/C und FlexRay.

3.2.3.3 Gruppe 3: große Datenpakete

Ethernet nach IEEE802.3 nutzt das CSMA/CD Verfahren und erreicht die Parameter (10.000 kbit/s, 185 m, 30 Teilnehmer) bei Nutzung von Koaxialkabel als Medium. Neben der hohen Verbreitung dieser Technik im Bereich der Bürokommunikation, zeichnet es sich insbesondere durch die CSMA-typische Multi-Master Fähigkeit aus, bei der die Daten üblicherweise lediglich bei der Änderung von Werten übertragen werden. Allerdings werden Kollisionen mit anschließender Wiederholung, nach Ablauf einer Zufallswartezeit, beim Buszugriff in Kauf genommen, so dass aufgrund dieses stochastischen Zugriffsverfahrens, im Gegensatz zu den ersten beiden Verfahren, lediglich statistische Aussagen über den Busverkehr getroffen werden können. Die Datensätze besitzen eine für Feldbusanwendungen überdimensionierte Größe zwischen 46 und 1500 Byte, so dass die Protokolleffizienz äußerst gering ist und unter 1% liegt [Woll 00-1], bei Nutzung lediglich einzelner Bits (siehe Tabelle 4-1) sogar ein bis zwei Größenordnungen darunter. Weiterhin begrenzt die telegrammweise Kollisionserkennung mit zufälligen Wartezeiten die Telegrammrate trotz der hohen Datenrate auf relativ geringe Werte. Ab einer Netzauslastung zwischen 25 und 85% bricht die Telegrammrate aufgrund von häufigen Kollisionen drastisch ein, so dass kein sinnvoller Betrieb mehr möglich ist. Durch Beschränkungen bei der mittleren Telegrammrate, der maximalen (mittleren) Telegrammlänge und dem minimalen Zeitabstand zweier Meldungen ist ein „Predictable“ System möglich, welches bei Beschränkung der Netzauslastung auf 10% ein akzeptables Echtzeitverhalten erreicht [Gruhler 00].

Noch einen Schritt weiter geht der Einsatz von switched-Ethernet im Vollduplex-Betrieb, der sich bei Übertragungsgeschwindigkeiten ab 100 Mbit/s anbietet (Twisted Pair Medium). Ab dieser Geschwindigkeit kommen lediglich sternförmige Topologien zum Einsatz, womit keine physikalischen Kollisionen mehr stattfinden können, und nicht mehr von einem Bussystem gesprochen werden kann. Diese Punkt-zu-Punkt

Verbindungen erreichen Geschwindigkeiten bis zu 10 Gbit/s mit dem Datensatz (≥ 100.000 kbit/s, 100 m, 1 Teilnehmer).

Zur Erzielung eines annähernd deterministischen Verhaltens ist jedoch eine konsequente Planung der logischen Kollisionsdomänen und damit der Struktur erforderlich [Woll 00-2]. Hot-Plug ist bei Ethernet eine Selbstverständlichkeit.

Charakteristische Anwendungen finden sich in neueren Industrieanlagen, die eine direkte Vernetzung von Konstruktion und Fertigung nach dem Vorbild des CIM (Computer Integrated Manufacturing) anstreben.

3.2.3.4 Gruppe 4: smarte Verfahren

Kurze Telegramme und Kollisionsvermeidung zeichnen das CSMA/CA Verfahren (Multi-Master) aus, dessen typische Vertreter CAN, EIB und teilweise auch LON sind. Aufgrund der bitweisen Arbitrierung besteht ebenfalls ein Zusammenhang zwischen Datenübertragungsrate und Reichweite, da die Signallaufzeit entlang des Kabels stärkere Restriktionen mit sich bringt als die Signaldämpfung der Gruppe 1 und 2 (siehe Unterabschnitt 3.2.2.4). Typische Werte sind (10 kbit/s, 5000 m, 32 Teilnehmer) und (1000 kbit/s, 25 m, 32 Teilnehmer).

Da der Nachrichtenaustausch ereignisorientiert geschieht, wurde aufgrund der notwendigen Datenvorverarbeitung am Ort der Entstehung der Begriff „DiA“ (dezentrale intelligente Automatisierungstechnik) geschaffen. Die Hot-Plug Fähigkeiten sind prinzipiell ausgezeichnet, werden jedoch häufig nicht genutzt.

Neuere Entwicklungen beim CAN zielen darauf ab, optional Funktionen eines Summenrahmens wie beim TTP sowie einer systemweiten Uhrensynchronisation zu integrieren (TTCAN), ohne jedoch die grundlegenden CAN-Kennwerte zu verändern [Führer et al. 00], [Hartwich 00].

LON verwendet ein optimiertes CSMA Verfahren, das sogenannte Predictive p-Persistent CSMA/CA, welches durch Nutzung einer variablen Anzahl von bis zu 1024 Zeitslots und entsprechender Anpassung der Zugriffswahrscheinlichkeiten große Ähnlichkeiten mit dem CSMA/CD aufweist. Dementsprechend ist mit großem zeitlichen Overhead durch die Zeitslots zu rechnen. Je nach eingesetzten Transceivern lassen sich verschiedene Parametersätze zwischen (78 kbit/s, 2700 m, 64 Teilnehmer) und (1.000 kbit/s, 500 m, 64 Teilnehmer) erzielen.

Charakteristische Anwendungen finden sich bei der intelligenten Vernetzung von Komponenten bei in sich geschlossenen technischen Einrichtungen, beispielsweise innerhalb eines Fahrzeugs oder Gebäudes.

3.2.3.5 Gruppe 5: spezialisierte Systeme

Um die hohen Kosten der vier erstgenannten Gruppen zu umgehen, wurden für Spezialanwendungen eine Reihe von „Low-Cost“ Feldbussystemen geschaffen, die teilweise auch über eine integrierte Energieversorgung verfügen. Aufgrund der breitgestreuten spezifischen Einschränkungen, lässt sich ein typischer Parametersatz nicht direkt angeben, so dass der Satz (2 kbit/s, 40 m, 16 Teilnehmer, 1 Telegramm/Sekunde) alle negativen Eigenschaften zusammenfasst.

Die Beschränkungen im Einzelnen:

- ASI
 - lediglich 4 Bit pro Teilnehmer bei 62 Teilnehmern, dadurch maximal 31 Byte im gesamten System im Umlauf
 - 100 m Leitungslänge
 - Modulation der Daten mit \cos^2 -Impulsen auf die Energieversorgung
- e-Bus
 - Datenrate lediglich 2,4 kbit/s
 - hauptsächlich Polling
 - Anzahl der busversorgten Teilnehmer stark begrenzt
 - Einsatz lediglich im Heizungsbereich
- EIB
 - lediglich 64 Teilnehmer bei 25-50 Telegrammen pro Sekunde
 - nicht integrierbare gewickelte Übertragertransformatoren notwendig
 - Beschränkungen der Abstände zwischen den Teilnehmern und/oder Stromversorgungen
 - Einsatz lediglich in der Gebäudeleittechnik (freie Topologie)
- INTERBUS Loop
 - lediglich 45 Teilnehmer ⁹
 - maximaler Abstand zweier Teilnehmer 20 m
 - maximal 512 Byte im gesamten System ¹⁰

⁹ Begrenzt durch die Energieversorgung von maximal 1,8 A und Bedarf von 0,04 A pro Teilnehmer

¹⁰ Diese Einschränkung gilt auch für den INTERBUS Fernbus

- LIN
 - lediglich 16 Teilnehmer
 - Leitungslänge 40 m
 - kein Konzept für Vermeidung von Masseschleifen
 - Einsatz lediglich in Fahrzeugen, beispielsweise innerhalb einer Autotür
- LCN
 - Nutzung einer zusätzlichen Ader der Energieversorgung, daher sind alle Anschlüsse auf 230 V Spannungsfestigkeit auszulegen
 - ähnliche Eigenschaften wie „Power-Line“ Systeme
 - Einsatz lediglich in der Gebäudeleittechnik
- MBUS
 - lediglich 1-10 Telegramme pro Sekunde
 - Polling
 - Einsatz lediglich für Verbrauchsmessgeräte
- LON
 - Zugriffsverfahren ähnlich CSMA/CD, daher trotz hoher Datenrate lediglich geringer Durchsatz
 - Nutzung von 3 CPUs auf einen Spezialchip
 - äußerst aufwändige Softwarestruktur und kostenintensive Programmierertools, daher lediglich für einen kleinen Anwenderkreis geeignet

Der Strombedarf der per Busleitung versorgten Teilnehmer liegt bei 18 mA (e-Bus und LON mit LPT-10 Transceiver) bis 40 mA (INTERBUS Loop). Zur Übertragung dieser relativ großen Ströme sind Leitungsquerschnitte von 1,5 mm² bis 2,5 mm² notwendig. Lediglich EIB (5 bis 10 mA) und MBus (1,5 mA) kommen mit geringeren Strömen und daher mit Leitungen von lediglich 0,8 mm Durchmesser¹¹ aus, wobei der MBus nicht die Bedienung von Aktoren vorsieht.

Der Ressourcenbedarf der Busknoten ist mitunter erheblich. So werden neben dem Übertragertransformator des EIB, dem Modem des ASI und den Bauteilen zur Netzspannungsanpassung des LCN, beim LON sogar DC/DC-Konverter eingesetzt.

¹¹ Bei geringen Querschnitten wird üblicherweise statt der Querschnittsfläche der Durchmesser angegeben, 0,8 mm Durchmesser entsprechen 0,5 mm².

Hot-Plug ist bei den meisten Systemen dieser Gruppe möglich und wird im Rahmen der Montage genutzt.

Die charakteristischen Anwendungsbereiche entsprechen weitgehend denen der Gruppe 4, jedoch finden eine Spezialisierung und kostengetriebene Einschränkung statt, was beispielsweise beim LIN zum räumlich beschränkten Einsatz innerhalb einer Autotür führt.

3.2.3.6 Zusammenfassung und Vergleich

Tabelle 3-1 gibt einen Überblick der Feldbussysteme [Gruhler 00], [Rose 93], [Dietrich et al. 97], [Micro 01], [ASI 00], [ebBus 01], [MBus 01], [Issendorf 01], [Kiefer 96], [Zisky 96]. Sind bei einem System verschiedene Datenraten angegeben, so korrelieren diese mit den entsprechenden Einträgen der Segmentlänge, gegebenenfalls auch mit der Teilnehmerzahl. Abbildung 3-19 stellt in grafischer Form die Einordnung der Gruppen in Klassifizierungsbereiche bezüglich räumlicher Verteilung, Anwendungsbereich, Organisation und Granularität dar. Tabelle 3-2 listet zur Vervollständigung weitere Systeme auf, die sich bei Bedarf in die gleichen Gruppen wie die Systeme der ersten Tabelle einordnen lassen (ergänzende Systeme siehe Abschnitt 3.2.5).

Für die Betrachtung der tatsächlichen Systemleistungsfähigkeit ist insbesondere die Anzahl der pro Sekunde übertragbaren Telegramme beziehungsweise der daraus resultierenden Reaktionszeit interessant. Die typischen Werte aller Systeme liegen zwischen 1 ms und 10 ms. Bei Gruppe 1 ist die Umlaufzeit proportional zur Anzahl der Teilnehmer, so dass große Teilnehmerzahlen kaum realisierbar sind, auch wenn dies durch Einsatz von Repeatern oder alternativen Busmedien (ARCNET) elektrisch möglich wäre, da dann der eben genannte Zeitrahmen verlassen würde. Ähnlich stellt sich die Situation bei der Gruppe 3 dar, die aufgrund des stochastischen Zugriffs mit Kollisionen und großer minimaler Telegrammlänge trotz der hohen Übertragungsrate diesen Zeitbereich nicht verlassen kann [Gruhler 00]. Sie besticht jedoch durch die Verwendung von gebräuchlichen Komponenten und äußerst hohen Übertragungsgeschwindigkeiten. Gruppe 4 gleicht die geringeren Übertragungsgeschwindigkeiten durch den ereignisorientierten Datenverkehr aus, jedoch ist diese Vorgehensweise nur bei Anwendungen mit geringer Änderungsrate der Eingangssignale möglich. Unter dieser Randbedingung kann bei entsprechendem Medium die Teilnehmerzahl im Prinzip beliebig erhöht werden, ohne den Zeitrahmen zu verlassen, jeweils unter dem Vorbehalt der Anwendung. Einige Systeme der Gruppe 5 bieten zusätzlich kostengünstige Realisierungen an, können jedoch aufgrund der Einschränkungen sowie der Spezialisierung nicht überzeugen.

| Bussystem | max. Teilnehmer/ Segment | Übertragungsrate [kbit/s] | max. Segmentlänge [m] | Grp | Zugriffsverfahren | Bemerkungen |
|----------------|-----------------------------|------------------------------------|----------------------------|-----------|---------------------------------------|--|
| ARCNET | 255 | 312,50 2.500,00 | 880 270 | 1 | Token | Segmentlänge bei 21 Teilnehmern |
| BITBUS | 32 | 62,50 375,00 | 1.200 300 | 1 | Polling | |
| FIP | 256 | 31,25 2.500,00 | 750 750 | 1 | Polling (APC) | |
| Profibus DP | 32 | 93,75 12.000,00 | 1.200 100 | 1 | Polling und ggf. Token | |
| P-Net | 32 | 76,80 | 1.200 | 1 | Polling und ggf. Token | Virtuelles Token über Zeitbedingung |
| INTERBUS Fern | 64 | 500,00 | 32* 400 | 2 | Summenrahmen | phys. Ring |
| INTERBUS Loop | 64 (37) | 500,00 | 200 | 2 | Summenrahmen | phys. Ring; () Energiebeschränkt |
| TTP | | 2.000,00 | | 2 | Summenrahmen (APC) | TDMA |
| Ethernet Bus | 30 100 | 10.000,00 10.000,00 | 185 500 | 3 | CSMA/CD | Koax 10Base2 Koax 10Base5 |
| Ethernet Stern | 1 | 100.000,00 | 100 | 3 | (CSMA/CD) | Twisted Pair, „Zugriff“ im Hub |
| LON | - 64 32-128 64 | 4,80 78,00 78,00 1.250,00 | - 2.700 * 500 500 | 3/4 /5 | Predictive p-Persistent CSMA/CA | Mischung aus CSMA/CD und CA; „-“ bei PowerLine; „*“ freie Topologie |
| CAN | 32 | 10,00 1.000,00 | 5.000 40 | 4 | CSMA/CA | Praxisempfehlung: 25 m bei 1000 kbit/s |
| EIB | 64 | 9,60 | 700 | 4/5 | CSMA/CA | |
| ASI | 31 (62) | 167,00 | 100 | 5 | Polling | |
| e-Bus | 253 | 2,40 | 100 | 5 | Polling CSMA/CA | 25 Master, 228 Slaves |
| LCN | 250 | 9,60 | - | 5 | CSMA/CA | ähnlich PowerLine |
| LIN | 8 (16) | 2,40 19,20 | 40 | 5 | Polling | |
| MBUS | 250 | 0,30- 9,60 | 700 | 5 | Polling | |

Tabelle 3-1: Einordnung etablierter Feldbussysteme bezüglich ihrer Parameter

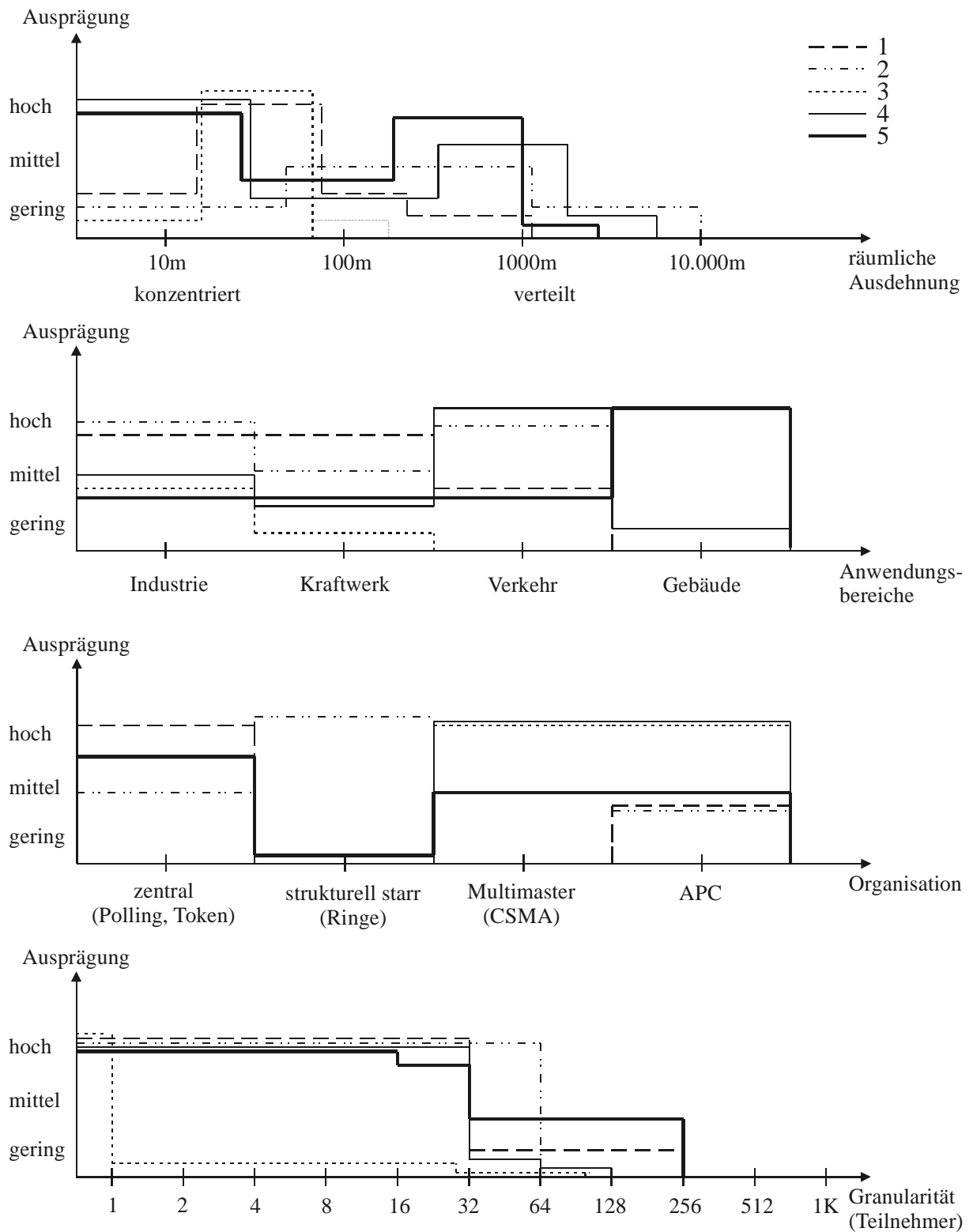


Abbildung 3-19: Klassifizierung von Feldbusgruppen bezüglich räumlicher Verteilung, Anwendungsbereich, Organisation und Granularität

| | | |
|----------------------|------------------------------------|-----------------------------|
| ABUS | FL-net | MIL STD 1553 |
| ADS-net | Foundation Fieldbus | Modbus Plus |
| BACNET | GENIUS | MVB |
| BatiBus | HART | PDV Bus |
| CEBus | HES | PHC |
| chipnet | HomePlug | PROFIBUS FMS |
| ControlNet | HomePNA | PROFIBUS PA |
| D ² B Bus | I ² C Bus (modifiziert) | Sensorbus |
| DALI | IEC 61158 | SERCOS |
| Digital plus (Lenz) | IEEE 1394 (Firewire) | SwiftNet |
| DIN-Messbus | INTERBUS Installationsbus | Telecontrol Prot. IEC 870-3 |
| EHS | INTERBUS Peripheriebus | VAN |
| ES-Bus | KNX | X10 |
| FlexRay | Märklin digital | |

Tabelle 3-2: Auflistung weiterer Feldbussysteme in alphabetischer Folge

Ergänzende Hinweise:

- BatiBus, EHS, HES, D²B, HomePlug, HomePNA, KNX und PHC stammen aus der Gebäudeleittechnik.
- BACNET ist kein Bussystem im herkömmlichen Sinne, sondern vereinigt unter einem gemeinsamen Profil Anwendungen der Gebäudeleittechnik.
- CEBus und X10 sind lediglich auf den amerikanischen Markt zugeschnitten.
- Die Konnex Association verfolgt mit KNX das Ziel, einen an den EIB angelehnten Nachfolgestandard unter Einbeziehung von BatiBus und EHS zu schaffen.
- IEC 61158 beinhaltet die 8 Bussysteme FIP, Foundation Fieldbus, ControlNet, PROFIBUS, P-Net, Ethernet, SwiftNet und INTERBUS.
- SERCOS ist für Werkzeugantriebssteuerungen optimiert.
- MIL STD 1553 entstammt dem militärischen Bereich (USA).

- ABUS, VAN und FlexRay stammen aus dem Kraftfahrzeugbereich, SwiftNet aus dem Flugzeugbau und MVB aus dem Bahnbereich, letzterer angelehnt an den PROFIBUS.
- I²C (modifiziert) ist der Konsumelektronik entlehnt.
- Märklin Digital und Digital plus (Lenz) stammen aus dem Modellbahnbereich.

Obwohl die Vielfalt der Systeme eine gute Anpassung an gegebene Anforderungen erlaubt, stellt sie aufgrund des notwendigen Engineeringaufwandes und inkompatibler Busgeräte ein zentrales Problem dar, teilweise sogar innerhalb eines Systems. Beispielsweise sind beim INTERBUS insgesamt 4 Teilsysteme kombinierbar, beim LON kann zwischen 7 inkompatiblen Transceivern gewählt werden, der PROFIBUS existiert in 3 Versionen und wird oft mit dem kostengünstigeren ASI kombiniert.

Falls Regelkreise über ein Feldbussystem geführt werden, bestehen grundsätzlich Probleme bezüglich der Busperformance und dem Verhalten der Regelkreise. Dies wurde ausführlich in [Husmann 97] untersucht. Bussysteme mit zyklischem Polling besitzen bei geforderten kurzen Regelzeiten eindeutig Vorteile, Systeme mit stochastischem Verhalten wie CSMA sind auf eine Vorverarbeitung innerhalb der lokalen Busknoten angewiesen und können über den Bus lediglich Regelungen mit „großer“ Zeitkonstante durchführen.

Die nutzbaren Nachrichtenlängen einiger etablierter Systeme sind in Tabelle 3-3 zum Vergleich aufgeführt. Dabei wird deutlich, dass die Systeme die Abdeckung verschiedener Anwendungsgebiete anstreben, insbesondere sind PROFIBUS und Ethernet nicht für die untere Feldebene optimiert. Die Maximalsumme beim INTERBUS resultiert aus dem Summenrahmen, beim ASI aus den begrenzten Adressierungsmöglichkeiten.

| Bussystem | Netto-Nachrichtenlänge [Byte] | maximale Summe über alle Teilnehmer [Byte] |
|-----------|----------------------------------|---|
| ASI | 0,5 | 31 |
| INTERBUS | 1 bis 512 | 512 |
| CAN | 0 bis 8 | |
| PROFIBUS | 0 bis 246 | |
| Ethernet | 46 bis 1.500 | |
| „optimal“ | 2 | |

Tabelle 3-3: Vergleich der nutzbaren Nachrichtenlängen bei Feldbussystemen

Der Adressraum eines Feldbussystems richtet sich einerseits nach der Teilnehmerzahl, wobei ein Teilnehmer bei Bedarf mehr als eine Adresse belegt und für Systemfunktionen wie das Netzwerkmanagement Bereiche zu reservieren sind. Andererseits ist eine feste Zuordnung von anwendungsspezifischen Kommunikationsobjekten zu den Adressen möglich, was jedoch einen großen und uneffizient genutzten Adressraum mit sich bringt. Letzteres Verfahren wird beim CAN nach Spezifikation 2.0 eingesetzt, bei dem 29 Adressbits vorhanden sind, obwohl lediglich 32 Teilnehmer möglich sind. Das TCP/IP Protokoll dagegen, welches bei Ethernet beziehungsweise im weltweiten Internet eingesetzt wird, ist mit 32 Adressbits in der Lage jedem Rechner eine weltweit einmalige Adresse zuzuweisen, was einen Indikator für die effektive Nutzung des Adressraumes darstellt. Beim ASI findet eine direkte Abbildung der maximal 31 Teilnehmer auf 5 Adressbits statt, Summenrahmenverfahren wie INTERBUS benötigen dagegen keine Adressierung. Tabelle 3-4 listet verschiedene feldbustypische Adressräume auf.

| Bussystem | Gesamtteilnehmer | Adressbreite [Bit] | Adressraum | Anmerkungen |
|--------------------------------|------------------|--------------------|---|--|
| ASI | 31 | 5 | 32 | |
| CAN alt | 32 | 11 | 2.048 | Kommunikationsobjekte |
| CAN V2.0 | 32 | 29 | $5,3 \cdot 10^8$ | Kommunikationsobjekte |
| e-Bus | 253 | 8 | 256 | |
| EIB | 11.520 | 33 (41) | $8,6 \cdot 10^9$ ($2,2 \cdot 10^{12}$) | log. und phys. Adressierung, (mit Systemadr. und Priorität) |
| TCP/IP via Ethernet | $< 10^8$ | 32 | $4,3 \cdot 10^9$ | aktueller 4 Byte Adressraum, hierarchischer Netzaufbau |
| TCP/IP via Ethernet neu (IPv6) | $> 10^8$ | 128 | $3,4 \cdot 10^{38}$ | zukünftiger 16 Byte Adressraum, hierarchischer Netzaufbau |
| INTERBUS | 64 | 0 | 512 | Ring mit 512 Registern à 8 Bit |
| LIN | 16 | 4 | 16 | |
| „optimal“ | 1.000 | 16 | 65.536 | |

Tabelle 3-4: Vergleich der zur Verfügung stehenden Adressräume von Übertragungssystemen im Feldbereich

Im Basisband sind zur Rückgewinnung des Bittaktes verschiedene Codierungen möglich. Tabelle 3-5 zeigt die üblicherweise eingesetzten Verfahren. Dabei zeigt sich deutlich eine Abhängigkeit des Overheads von der Anzahl der Flankenwechsel pro Bit.

| Bezeichnung d. Synchronisation | Beispiel Feldbus | Häufigkeit (Neusync.) | Flankenwechsel pro Bit | Overhead |
|--------------------------------|------------------|-----------------------|------------------------|----------------------|
| Manchester | ASI | 1 Bit | 1-2 | 50% (1 Bit/Bit) |
| Bit-Stuffing | CAN | 1-5 Bit | 0-1 | 0-17% (0-1 Bit/5Bit) |
| Start-/Stopbit, UART-Rahmen | PROFIBUS, EIB | 8 Bit | 0-1 | 20% (2 Bit/Byte) |

Tabelle 3-5: Gegenüberstellung der Synchronisationsverfahren zur Rückgewinnung des Bittaktes bei der seriellen Datenübertragung

3.2.4 Aufwands- und Kostenverteilung

Bei der Kostenverteilung ist nicht nur der eigentliche Feldbus, sondern auch die Einbindung in seine Umgebung und damit die Ergänzung zu einem funktionalen Gesamtsystem zu betrachten. In die Betrachtung der Gesamtkosten fließen somit auch der Aufwand zur Herstellung der Kabelverbindungen zu Sensoren/Aktoren, zur Anbindung an die dispositive und strategische Lenkung des Gesamtsystems (typischerweise aus der Bürokommunikation heraus) sowie der Engineeringaufwand bei Planung, Einrichtung und Wartung, insbesondere auch der Schnittstellen zwischen den einzelnen Ebenen, ein. Dabei ist zu berücksichtigen, dass den verschiedenen Ebenen unterschiedliche spezifische Kosten pro Einheit zugrunde liegen und die Anzahl der benötigten Einheiten pro Ebene stark differiert.

Abbildung 3-20a) verdeutlicht diesen Sachverhalt an einem Beispiel mit vier Ebenen. Die Kosten einer Ebene ergeben sich aus dem Produkt der Anzahl der Einheiten m_x der jeweiligen Ebene (Sensoren/Aktoren oder Busknoten) und den spezifischen Kosten k_x einer Einheit der Ebene. Somit werden die Kosten durch die aufgespannte Fläche repräsentiert. Die Anzahl der Einheiten pro Ebene nimmt beginnend mit der Direktverdrahtung bis zum Intranet ab, da beim Übergang zur nächst höheren Ebene eine Konzentration der Elemente mit dem Faktor m_n/m_{n+1} erfolgt, analog zur Konzentration der Daten zu größeren Paketen sowie selektiver Filterung relevanter Daten. Die spezifischen Kosten einer Einheit pro Ebene steigen aufgrund der zunehmenden Komplexität der verarbeitenden Einheiten mit der Anzahl der Ebenen nach oben an, sind jedoch innerhalb einer Ebene konstant, das heißt jede höher liegende Ebene weist höhere spezifische Kosten auf als die darunter liegende. Weiterhin schafft jede zusätzliche Ebene zusätzliche Kosten durch Hinzufügen von Schnittstellen zu benachbarten Ebenen, was sich ebenfalls im sprunghaften Ansteigen der spezifischen Ebenenkosten ausdrückt.

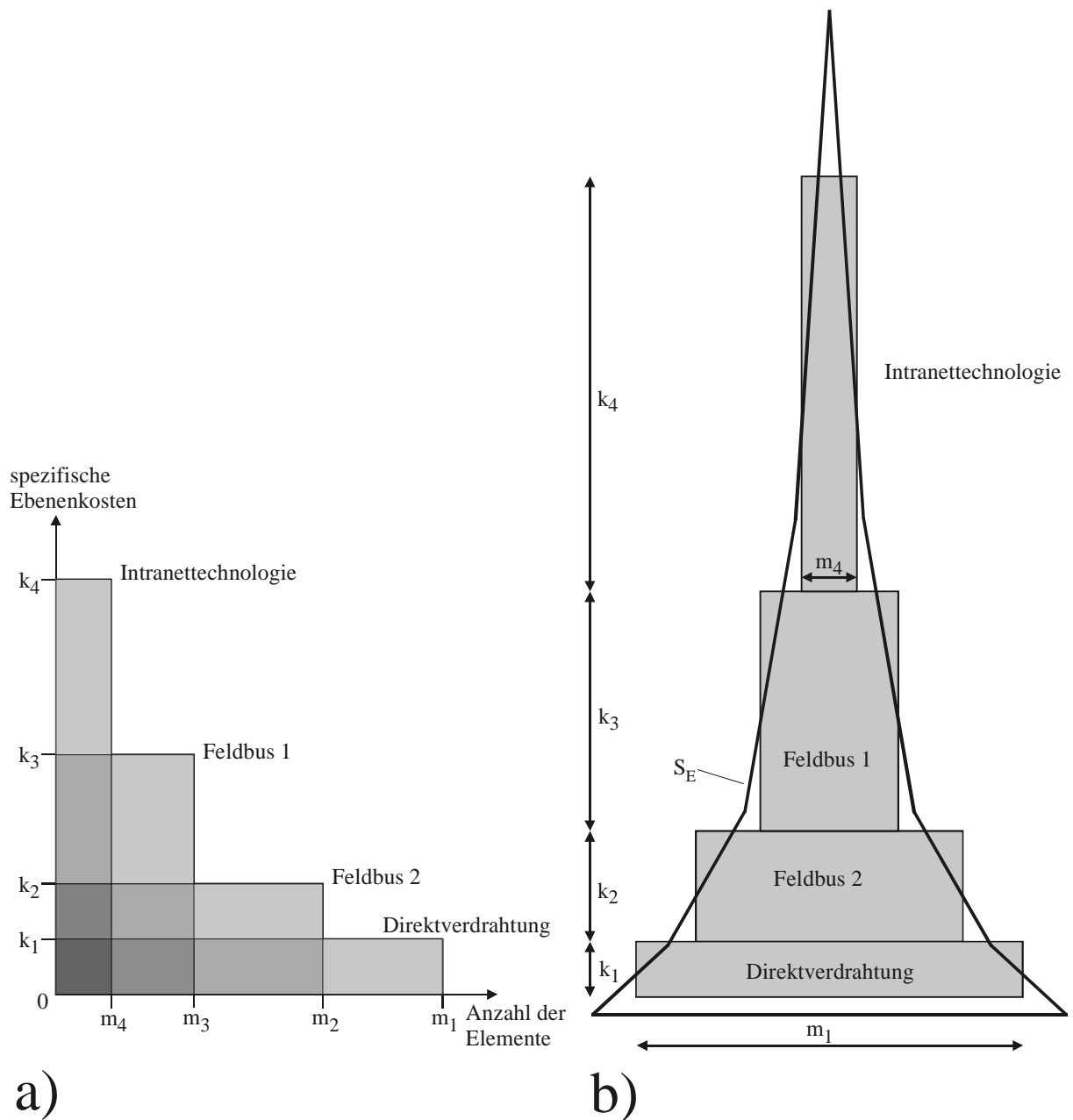


Abbildung 3-20: Kostenstruktur der Feldkommunikation

Werden die vier Flächen, wie in Abbildung 3-20 b) gezeigt, übereinander angeordnet, so sind die Gesamtkosten als Summe der Einzelflächen ablesbar¹². Der Stapel aus Rechtecken lässt sich auch durch eine flächengleiche dreiecksähnliche Fläche ersetzen,

¹² Die grafische Darstellung ist nicht maßstäblich, da der Konzentrationsfaktor m_n/m_{n+1} üblicherweise im Bereich von 10 bis 32 liegt.

wobei die Steigung S_E der Kurve durch den Konzentrationsfaktor und die spezifischen Kosten der jeweiligen Ebene geprägt ist.

Werden die spezifischen Ebenenkosten herausgezogen und auf der Abszisse im Sinne einer „Logarithmierung“ als diskret steigender Faktor aufgetragen, so ergibt sich das in Abbildung 3-21 dargestellte normierte Dreieck. Einige der traditionell eingesetzten Systeme sind beispielhaft in die Darstellung aufgenommen. Die vertikale Trennung zeigt dabei zwei alternative Wege des Einsatzes von Feldbussystemen auf. Da bei der Auswahl der exakten Trennhöhe zwischen zwei Ebenen meist ein gewisser Spielraum genutzt werden kann, sind diese Trennlinien wellenförmig ausgeführt.

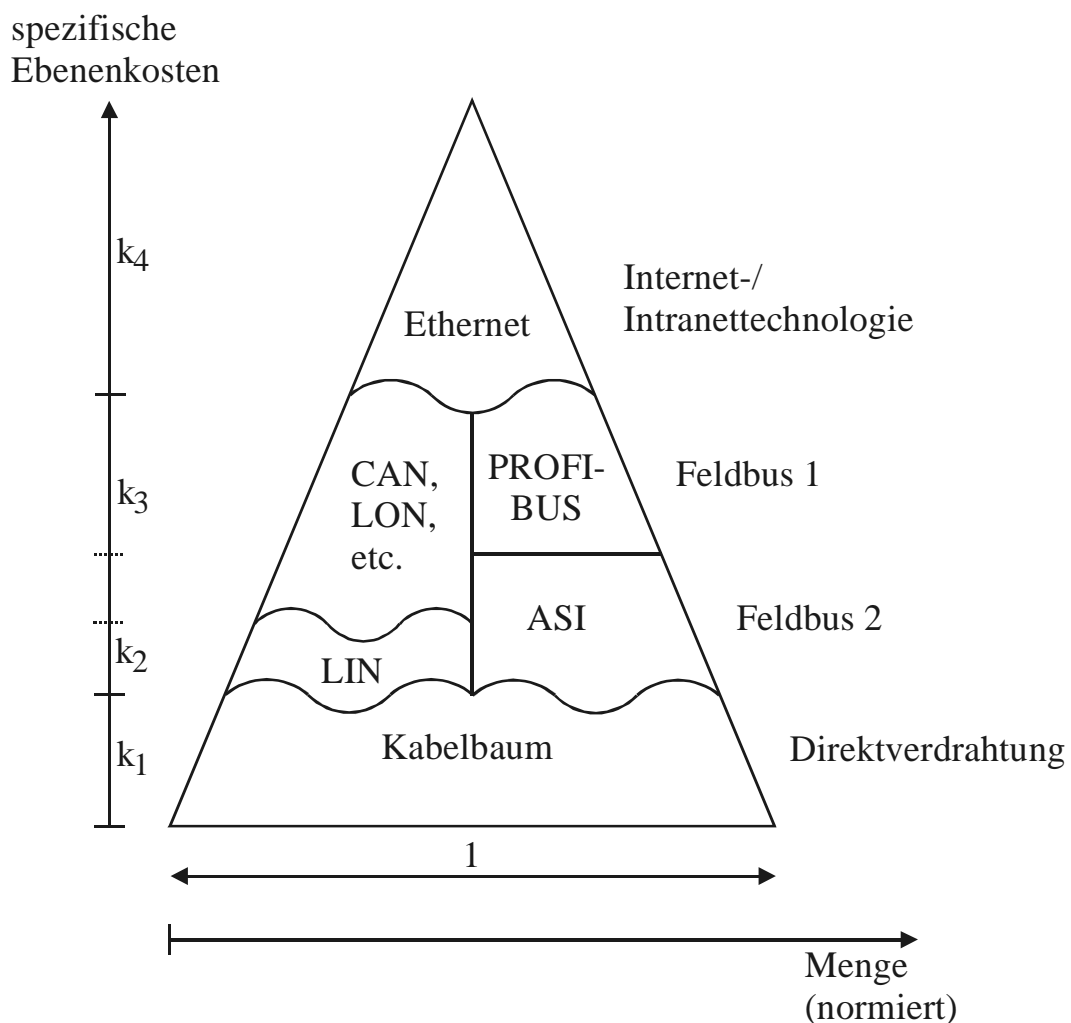


Abbildung 3-21: Einordnung traditioneller Systeme in die komprimierte Kostenstruktur der Feldkommunikation

Oberhalb der Feldbussysteme liegen die dispositiven und strategische Aufgaben, die über Internet- bzw. Intranettechnologie abgewickelt werden. Die Feldbussysteme werden teilweise weiter in zwei hierarchische Systeme unterteilt, beispielsweise in PROFIBUS und ASI. Am unteren Ende befindet sich die Anbindung der Sensoren und Aktoren, die in konventioneller Verdrahtung geschieht.

Im Allgemeinen sind Sensoren- und Aktoren nicht direkt mit Busknoten ausgestattet, sondern über Anschlussleitungen werden Verbindungen hergestellt. Da die etablierten Feldbussysteme eine Begrenzung der maximalen Teilnehmerzahl aufweisen (siehe Tabelle 3-1) und gleichzeitig jeder Busknoten einen erheblichen Kostenfaktor darstellt, wird keine vollständige Dezentralisierung durchgeführt. Daher ist es mit diesen Systemen auch nicht möglich, jeden Sensor und jeden Aktor mit einem eigenen Busknoten auszustatten. Somit werden Busknoten multifunktional ausgestattet und bedienen gleichzeitig mehrere meist verschiedenartige Sensoren und Aktoren, was zu einer großen Anzahl von Permutationen und somit zu einer großen Anzahl verschiedenartiger und in weiten Bereichen konfigurierbaren Busknoten führt. Eine Konzentration auf einen Satz aus wenigen Knotentypen mit Standardfunktionalitäten ist somit ebenso wenig möglich wie die Integration von Sensoren und Busknoten zu sogenannten „Smart Nodes“. Die umfangreichen Konfigurationsmöglichkeiten bedingen hohe Engineeringkosten, da jeder multifunktionale Busknoten im Allgemeinen eine Neuentwicklung mit gänzlich anderen Fähigkeiten darstellt und nicht durch einfache Anpassung vorhandenen Knoten erstellt werden kann.

Kennzeichen der höheren Ebenen sind, neben gelockerten Anforderungen an Echtzeitbedingungen, hohe spezifische Kosten pro Teilnehmer bei einer relativ geringen Anzahl von Teilnehmern. Je tiefer die Ebene angeordnet ist, desto mehr gewinnen Echtzeitanforderungen an Gewicht und desto geringer sind die spezifischen Kosten bei einer immer größeren Anzahl von Teilnehmern. Das untere Ende bildet schließlich die Direktverdrahtung, die jedes Peripherieelement mit einer eigenen Leitung bedient. Kennzeichnend sind geringe spezifische Kosten (einfaches Kabel) und jedes Signal wird näherungsweise mit Lichtgeschwindigkeit übertragen (harte Echtzeit). Jedoch ist eine hohe Anzahl von Ankopplungen erforderlich, so dass umfangreiche Kabelbäume entstehen, was zusammen mit den multifunktionalen Busknoten erhebliche Unflexibilität bei Planung, Skalierung und späteren Änderungen sowie daraus resultierenden Folgekosten mit sich bringt.

Bei der Multiplikation der ebenenspezifischen Kosten mit der Anzahl der pro Ebene notwendigen Einheiten ergibt sich eine relativ gleichmäßige Verteilung der Kosten über die verschiedenen Ebenen, das heißt die hohen spezifischen Kosten der oberen Ebene werden durch geringe Stückzahlen und die hohen Stückzahlen der unteren Ebene durch geringe spezifische Kosten kompensiert.

Aktuelle Entwicklungen versuchen eine neue Struktur zu etablieren [Schwarz 99], die vollständig auf Feldbussysteme verzichtet und den Einsatz von Ethernet bis an die Verdrahtungsebene heran forciert. Da zur Erlangung von Echtzeitfähigkeit switched-Ethernet und damit eine kostenträchtige, sternförmige Topologie eingesetzt werden soll, ist bei den bisher dem Feldbusbereich zugeordneten Ebenen eine Kostensteigerung zu erwarten. Eine gegebenenfalls vorhandene Internettechnologie kann aufgrund mangelnder Echtzeitfähigkeiten nicht genutzt werden. Die Anzahl der Ethernet-Busknoten ist deutlich zu erhöhen, zusätzlich entstehen Kosten für Bausteine wie Bridges/Switches¹³ und Router sowie Parallelführung großer Kabelmengen aufgrund der Sterntopologie. Obwohl es sich dabei lediglich um die Ausweitung einer bekannten Technologie handelt, steigen auch die spezifischen Kosten an, da sich neben der Mengenmehrung auch eine Steigerung der Komplexität durch den Einsatz von Switches ergibt. In diesem Zusammenhang ist aufgrund der hohen spezifischen Knotenkosten auch die Direktverkabelung auszudehnen. Dadurch ergeben sich, neben zunehmender Unflexibilität, überproportional steigende Kosten pro Peripherieelement bei konstanter Anzahl von Peripherieelementen, ebenso durch das Handling größerer Kabelbäume sowie Unübersichtlichkeit bei Montage, Fehlersuche und Änderungen.

Ausgehend von Abbildung 3-20 wird der eben geschilderte Sachverhalt in Abbildung 3-22a) dargestellt. Das System besitzt nur noch zwei Ebenen, was zwar die Anzahl der notwendigen Schnittstellen zwischen den Ebenen reduziert, gleichzeitig jedoch den Sprung in den spezifischen Ebenenkosten signifikant ausfallen lässt. Die Basis der Direktverdrahtung ist mit m_1 konstant, die Anzahl der Ethernet-Busknoten steigt jedoch deutlich über m_4 an (vergleiche Abbildung 3-20).

Innerhalb der normierten Darstellung in Abbildung 3-22b) kann die Trennhöhe zwischen den beiden Schichten innerhalb gewisser Schranken frei gewählt werden. Durch die Wahl der Trennhöhe wird gleichzeitig die Anzahl der Ethernet-Busknoten und somit der Konzentrationsfaktor festgelegt. Aus einer geringen Anzahl von Busknoten folgt jedoch, dass die Anzahl der direktverkabelten Einheiten pro Busknoten zunimmt und umgekehrt. Sobald die Anzahl der Einheiten einer Ebene einen gewissen Grenzwert überschreitet, steigen die Komplexität und damit die spezifischen Kosten innerhalb der Ebene an. Dies wird in Abbildung 3-22b) durch einen zusätzlichen Kostenerhöhungsfaktor symbolisiert, der ab einem Schwellenwert innerhalb der Ebene Bedeutung erlangt. Dies wird in Abbildung 3-22a) durch eine Unstetigkeitsstelle in der Steigung S_E zu S'_E innerhalb einer Ebene ausgedrückt. Um die gleiche Konzentration der Elementanzahl beim Ebenenübergang zu erreichen, entsteht somit ein höheres

¹³ Einfache Standardsysteme werden dagegen lediglich mit einem Hub ausgestattet.

spezifisches Kostenniveau (vergleiche Abbildung 3-22a). Die Summe der Ebenenkosten ergibt somit, für den betrachteten Fall der Verdrängung der Feldbusschicht, wesentlich höhere Kosten bei gleichzeitig geringerer Flexibilität, so dass dieser Ansatz grundsätzlich in Frage zu stellen ist.

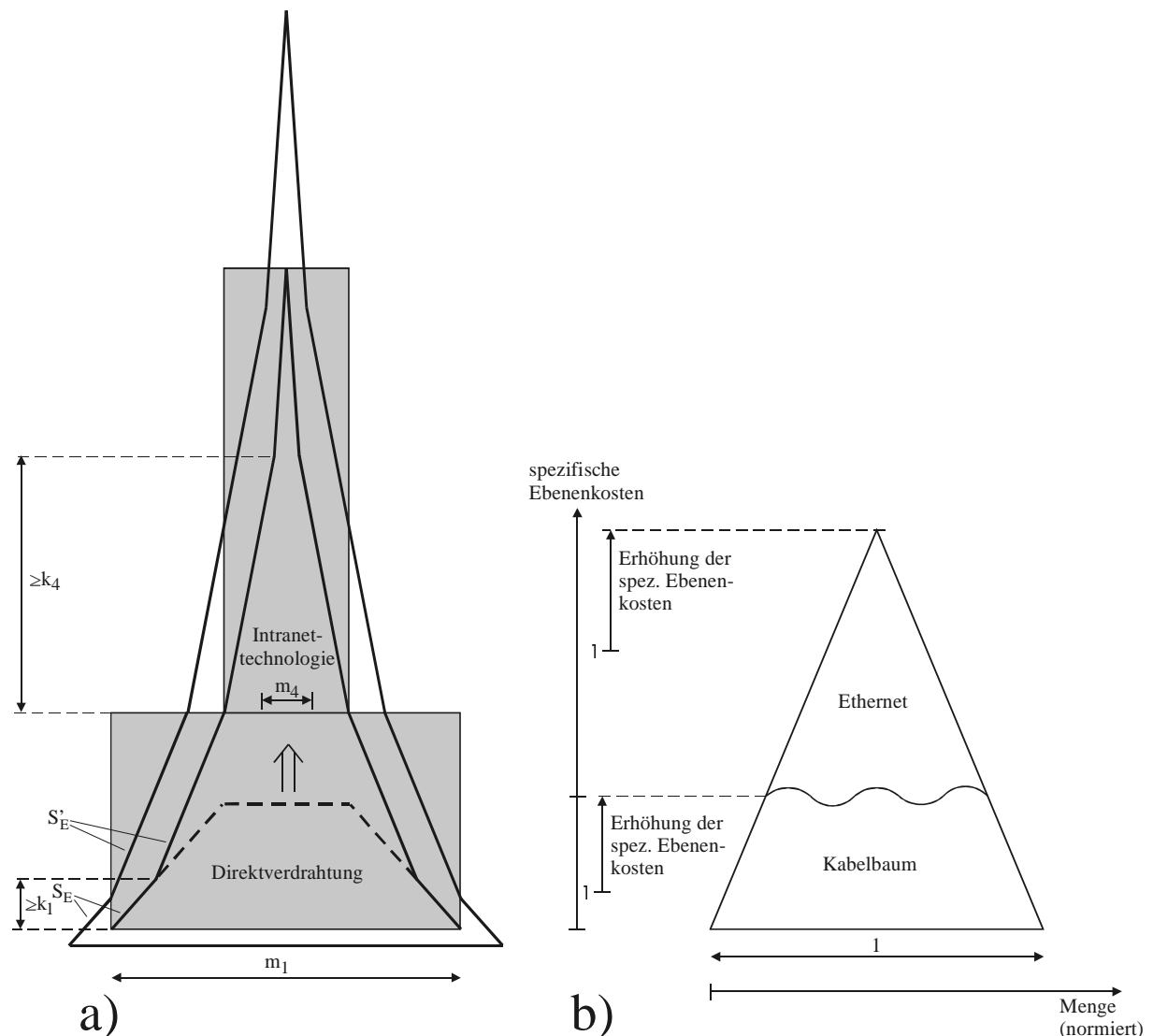


Abbildung 3-22: Kostenstruktur der Feldkommunikation bei Ausweitung des Etherneteinsatzes auf weitere Feldebenen

Der beschriebene Kostenerhöhungsfaktor besitzt auch für die Ebenen traditioneller Feldbussysteme Gültigkeit, sofern aufgrund von zeitlichen Randbedingungen keine Aufteilung in mehrere Teilsysteme beziehungsweise Segmente erfolgen kann. Da bei Feldbussystemen keine Router existieren, folgt aus der begrenzten Anzahl von

Busknoten pro Feldbussystem und einer konstanten Anzahl von Sensoren/Aktoren, dass die Anzahl der Funktionen pro Busknoten zunehmen würde. Die daraus entstehenden Permutationen ließen die Komplexität der Busknoten weiter ansteigen, was wiederum zu einer Steigerung der spezifischen Ebenenkosten führen würde.

3.2.5 Neue Einsatzfelder

Neben den traditionellen Einsatzgebieten im Bereich der industriellen Automatisierungstechnik gewinnen neue Bereiche wie beispielsweise die Gebäudeautomatisierung und der SOHO Bereich (Small Office and Home) zunehmend an Bedeutung. In ausgedehnten aber einfachen Geräten wie beispielsweise Supermarktregalen könnten Preisschilder und Beschriftungen jederzeit automatisch und ohne die heutzutage gelegentlich genutzten wartungsintensiven batteriegestützten Infrarotsysteme eingesetzt werden. Neben der bereits im industriellen Umfeld bestehenden Vielfalt von Bussystemen, insbesondere der im Unterabschnitt 3.2.3.5 erwähnten Spezialbussysteme zur Steuerung von fest installierten Einrichtungen (CCCB: Command, Control Communications in Buildings), kommen weitere Einsatzfelder aus den Bereichen der Unterhaltungsindustrie (HEM: Home Entertainment&Multimedia), Haushaltsgeräte (HA: Home Appliances), Computertechnik und Telekommunikation (ICT: Information and Communication Technologies) hinzu. Somit erweitert sich die Liste der Systeme um USB, ISDN, DECT, Bluetooth, WLAN, HiperLAN, HAVi und HomeRF, wobei durch den Einsatz von Funktechniken wie beispielsweise Bluetooth die gesundheitliche Dauerbelastung durch elektromagnetische Strahlung steigt [Klitzing 01].

Insbesondere für den Einsatz in der Gebäudeleittechnik sind kostengünstige Feldbussysteme prädestiniert, um die Verkabelung heute üblicher Anlagen drastisch zu vereinfachen. Ein Einsatz von Ethernet bis „in jeden Lichtschalter hinein“ ist aus Kosten- und Aufwandsgründen ausgeschlossen. Es lassen sich Funktionen wie Heizungssteuerung mit Einzelraumregelung, tageslichtabhängige Beleuchtung, Einbruchssicherung, Türglocken, Bedienung der Haushaltsgeräte und Unterhaltungselektronik, Information der Bewohner über wichtige Zustände der Hausgeräte, Fernüberwachung und Fernsteuerung realisieren. Weiterhin besteht ein Bedarf zur Erfüllung zukunftsweisender Anforderungen wie Erleichterungen für behinderte Menschen, die Einbindung regenerativer Energien sowie flexible Umbau- und Erweiterungsmöglichkeiten. Viele neue Funktionen werden durch die Verknüpfung der heutzutage getrennten Systeme erst ermöglicht, was zu großem Komfortgewinn und Energieeinsparung führt sowie die Sicherheit, Diagnose und Wartbarkeit verbessert. Zu berücksichtigen ist jedoch der Energiebedarf der Feldbussysteme. Etablierte Systeme weisen, abgesehen von einigen Ausnahmen der Gruppe 5 (Unterabschnitt 3.2.3.5), einen

nicht unerheblichen Energiebedarf auf, so dass es bei Ersatz der konventionellen Direktverdrahtung durch Gebäudeleitsysteme zu einem „Standby“-Bedarf von Gebäuden im Kilowattbereich kommen kann, der im Zeichen von allgemeiner Energieeinsparung und Energiepreiserhöhungen kaum zu rechtfertigen ist. Die Ursache liegt, neben nicht stromsparend realisierter Schaltungstechnik, darin begründet, dass teilweise jeder Busknoten ein eigenes Kleinnetzteil¹⁴ mit zwangsläufig schlechtem Wirkungsgrad enthält. Bei Zweckbauten ist häufig eine Kompensation durch Einspareffekte der Klimatechnik gegeben, bei Wohngebäuden ist dies jedoch meist nicht möglich.

Im Verkehrssektor kommen neben den gebäudeähnlichen Aufgaben zusätzliche Anwendungen hinzu. Im Bahnbereich beispielsweise werden Anzeigen zur Reservierungsinformation am Sitzplatz benötigt, individuelle Reisebetreuung mit Verspätungs- und Umsteigeinformationen, Service-Ruf und Steuerung der Audio- und Videoversorgung. Auch im Automobilbereich steigt die Anzahl der Komfortsysteme in den Fahrzeugen steil an, so dass die Verwendung des in dieser Branche üblichen CAN-Systems mit maximal 32 Teilnehmern an seine Grenzen stößt. Mehrere Systeme werden daher parallel installiert beziehungsweise durch Einsatz von LIN-Systemen eine hierarchische Struktur aufgebaut. Der Energiebedarf spielt ebenfalls eine große Rolle, da die zeitlich begrenzte Akkuversorgung von abgestellten Fahrzeugen ein zunehmendes Problem darstellt.

Da die bisherigen Lösungen eine Integration vermissen lassen und nebeneinander stehen, was eine breite Markteinführung und damit das Erreichen der „kritischen Masse“ verhindert [Sietmann 01], ist für diese Bereiche die Bereitstellung einer einheitlichen, interessenneutralen und kostengünstigen Basis, im Zusammenhang mit gleichzeitiger Gesamtvernetzung und einer auch für Laien bedienbaren Konfigurationssoftware notwendig. Daher sind nicht nur die Herstellungskosten für spezialisierte Massenanwendungen wie beispielsweise einem PKW-Blinklicht zu minimieren, sondern auch kleine Stückzahlen zu günstigen Marktpreisen bereit zu stellen.

¹⁴ Abweichend davon erhalten beim EIB-System Gruppen von bis zu 64 Busknoten ein Netzteil.

4 Entwurf eines neuen, optimierten Feldbussystems

Im Folgenden ist ein optimiertes Feldbussystem konkretisiert. Da es sich stark an den Verfahren des CAN orientiert, wird es als Small-CAN, kurz SCAN, bezeichnet.

4.1 Ziele und Anforderungen

Zur Erschließung neuer Anwendungsfelder und Festigung der Stellung von Feldbussystemen in der Prozessleittechnik sind mehrere Ziele zu erfüllen: Eine kostengünstige Bereitstellung von Feldbusknoten in jeder Stückzahl, deren Energieversorgung mit geringem Leistungsbedarf, ein minimaler Engineeringbedarf und eine einfache Topologie¹⁵ unter Bereitstellung ausreichender Systemleistung.

Für Standardanwendungen sind Busknoten parametrierbar im Sinne von Funktionsblöcken auszulegen, so dass eine Programmierung im Regelfall nicht notwendig ist, sondern eine einfache Konfiguration im Sinne von „Plug&Play“ ermöglicht wird. Hot-Plug Fähigkeiten sind ebenfalls wünschenswert, um in umfangreichen Systemen jederzeit Änderungen ohne Systemabschaltung vornehmen zu können.

4.1.1 Einsatzbereich und Integration in Gesamtsysteme

Unter Berücksichtigung der Kostenverteilung in der Feldkommunikation (siehe Abschnitt 3.2.4, Abbildung 3-20 bis Abbildung 3-22) können Anforderungen an ein optimiertes Feldbussystem abgeleitet werden. Es sollte neben der üblichen Feldbusebene auch den bisherigen Verdrahtungsteil abdecken, um ein Maximum an Übersichtlichkeit und Flexibilität zu bieten. Dazu ist es jedoch notwendig, die maximale Anzahl von Busknoten pro Feldbussegment stark zu erhöhen, so dass jeder Busknoten lediglich einen Sensor/Aktor bedient und somit keine Permutation von Busknotenfunktionen nebst zugehörigen Kabelbäumen entsteht. In diesem Fall wäre die Regel, dass eine Erhöhung der spezifischen Kosten in Abhängigkeit der Höhenausdehnung der Ebene stattfindet, außer Kraft gesetzt beziehungsweise in einen sehr hohen Bereich verschoben (Abbildung 4-1). Ein wichtiges Ziel beim Entwurf eines optimierten Feldbussystems ist dabei, die Ebenenkosten k'_1 so weit wie möglich an die Kosten k_1 der Verdrahtungsebene heran zu führen. Die Anzahl der Ethernet-Busknoten m_4 sollte

¹⁵ Nach Möglichkeit sollte die Topologie der Leitungsführung beliebig sein und keine Notwendigkeit für eine Terminierung durch Abschlusswiderstände bestehen.

sich dabei nicht oder lediglich geringfügig erhöhen, die Parameter m_1 und k_4 bleiben weitgehend konstant.

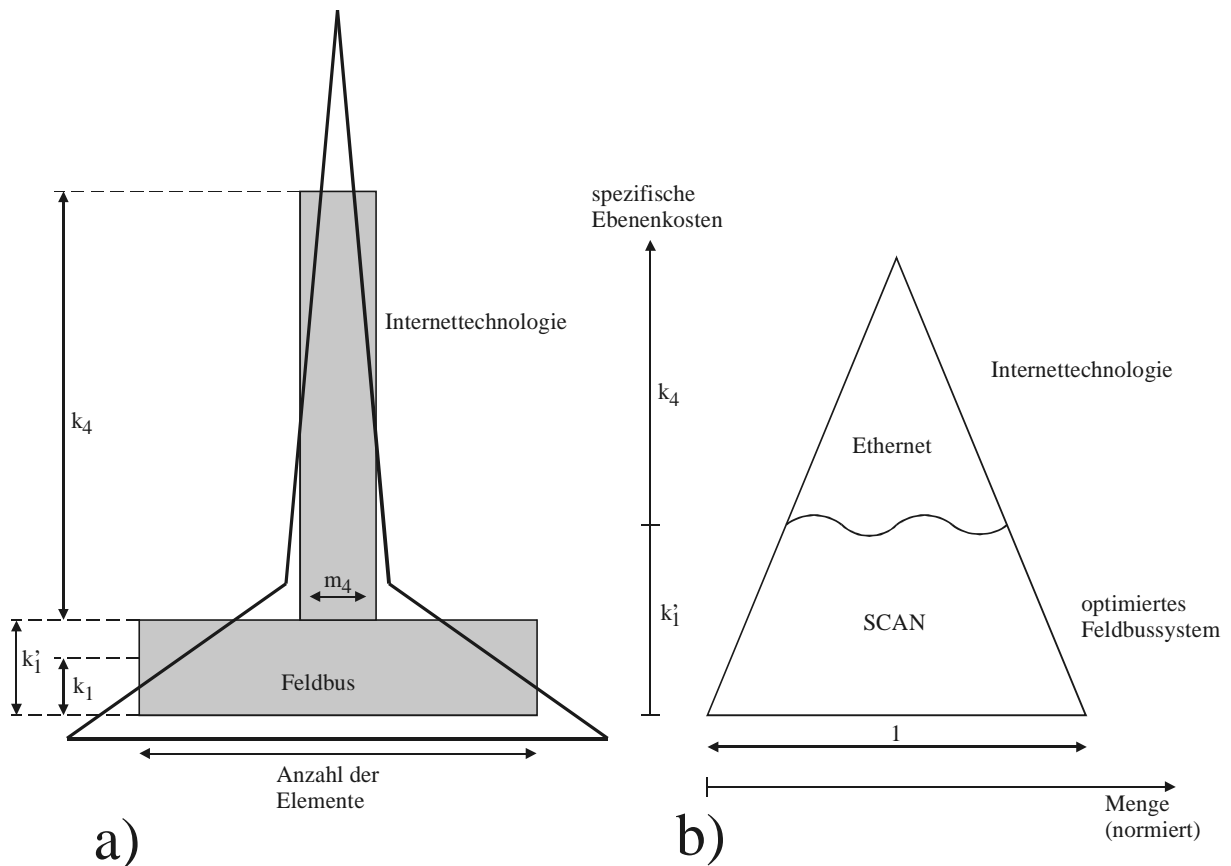


Abbildung 4-1: Kostenstruktur der Feldkommunikation beim optimierten Feldbussystem

Die exakte Wahl der Trennhöhe zwischen den beiden Ebenen ist fließend. Die Obergrenze ergibt sich aus der maximalen Anzahl der Busknoten pro Segment des optimierten System beziehungsweise aus einer zwangsläufig begrenzten Datenrate pro Segment, die je nach Anwendungsfall Bedeutung erlangt. Die Untergrenze ergibt sich aus den Kosten der Ethernetknoten inklusive der zugehörigen Infrastruktur und den zu garantierenden Echtzeitanforderungen.

Zur Vermeidung von Kostenerhöhung in der Internet/Intranetebe ist ein einheitlicher Ethernetknoten bereit zu stellen, der lediglich in mäßiger Anzahl benötigt wird. Somit wird den hohen spezifischen Kosten dieser Ebene und den aus der Sterntopologie resultierenden Mehrkosten bei hoher Knotenzahl entgegen gewirkt (siehe Abbildung

4-2). Für Anwendungen mit geringen Anforderungen an die Reaktionszeit ist auch ein bustypischer Koaxialkabel-Backbone einsetzbar¹⁶. Der Ethernetknoten sollte als kombinierte Einheit die zentrale Energieversorgung für das Feldbussystem übernehmen¹⁷ und neben der Gatewayfunktion auch das Netzwerkmanagement durchführen sowie als Bedien- und Wartungsschnittstelle per http-Protokoll bereit stehen, so dass Standard-Internetbrowser für den Zugriff eingesetzt werden können.

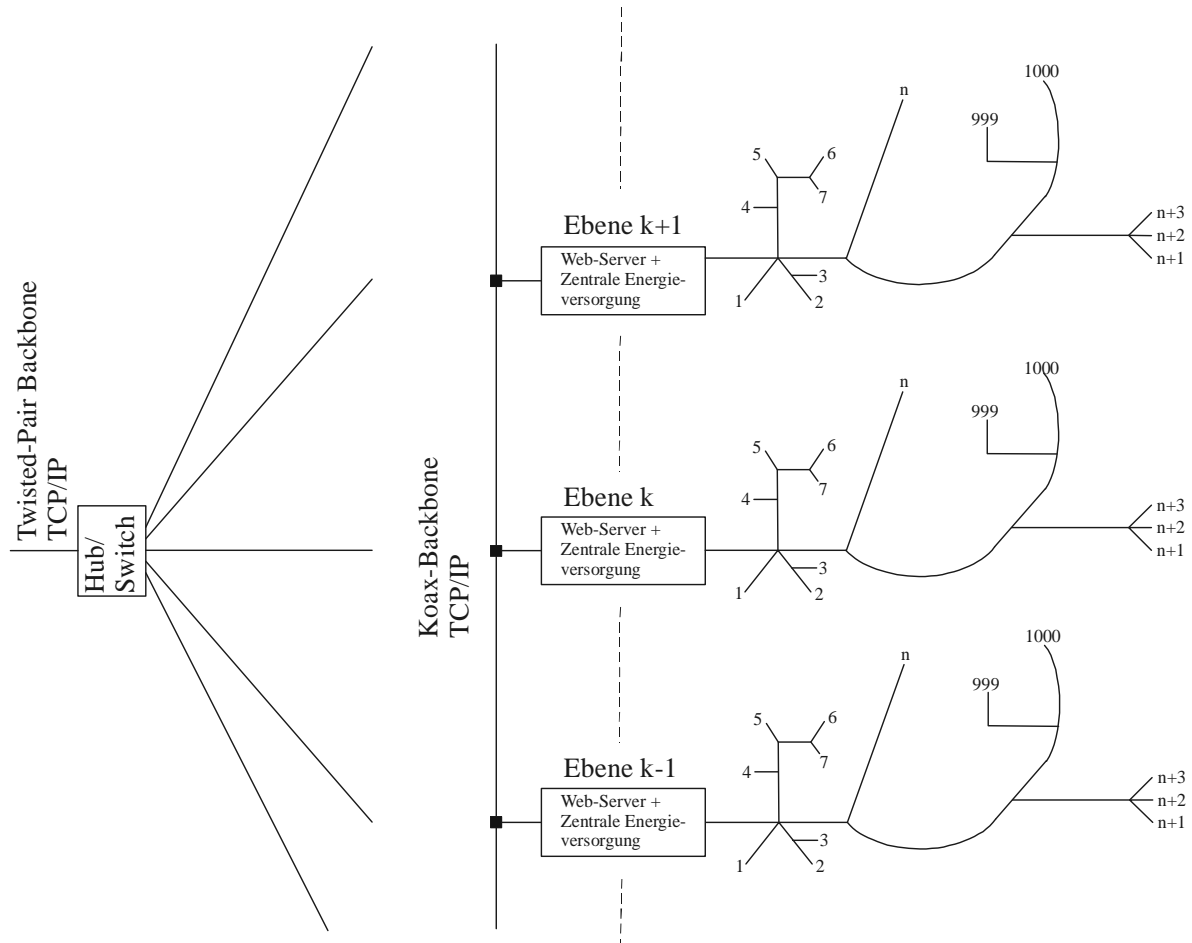


Abbildung 4-2: Zweistufige Hierarchie beim optimierten Feldbussystem

Wenn eine Gruppierung der Sensoren/Aktoren in der Form möglich ist, dass alle Busknoten mit harten Echtzeitbeziehungen untereinander jeweils innerhalb des gleichen

¹⁶ Lediglich ein switched-Intranet kann im Gegensatz zu anderen Ethernetlösungen hohe Echtzeitanforderungen erfüllen.

¹⁷ Der Ethernetknoten ist aufgrund seines hohen Leistungsbedarfes nicht über das Feldbuskabel zu versorgen. Daher benötigt er ein Netzteil, so dass auch das Feldbussystem aus diesem Netzteil versorgt werden kann. Dadurch entsteht eine kombinierte Einheit, die alle zentralen Funktionen vereint.

Segments des optimierten Systems angeordnet werden, so ist ein Übergang vom Intranet zum Internet möglich. In diesem Fall kann die meist bereits vorhandene Internet-Infrastruktur genutzt werden, so dass lediglich geringe Infrastrukturkosten anfallen und gleichzeitig keinerlei Beschränkung der mengenmäßigen und räumlichen Ausdehnung des Gesamtsystems bestehen.

Die logische Einbindung ins Internet/Intranet sollte auf bekannte Standards wie OPC oder BACNET zurückgreifen, um Kompatibilität und einfache Austauschbarkeit mit anderen Systemen zu ermöglichen. BACNET ist im Bereich der Gebäudeautomatisierung von besonderem Interesse, da sich die zugehörige Organisation zum Ziel gesetzt hat, alle in diesem Bereich bestehenden Feldbussysteme auf der Managementebene unter einen Dach zu vereinigen [BACnet 01]. Alternativ kommen Anbindungen über CORBA oder OLE in Frage [Neumann 99]. Besondere Beachtung verdient das NOAH Projekt (Network Oriented Application Harmonisation), welches Feldbussysteme, insbesondere aus dem verfahrens- und fertigungstechnischen Bereich, unter funktionaler Sicht durch harmonisierte Interfaces, Profile und elektronische Gerätebeschreibungen unter einem gemeinsamen, netzbasierten Managementsystem vereinigen möchte [Diedrich 01].

4.1.2 Modularität und Erweiterbarkeit

Große Bedeutung für ein preisgünstiges Gesamtsystem besitzt eine Vereinheitlichung der Busknoten-Hardware. Um diese bei gleichzeitiger Funktionalitätsvielfalt zu ermöglichen, ist eine Trennung vorzunehmen zwischen der Buskopplung inklusive Stromversorgung einerseits und anwendungsspezifischen Modulen (Anwendungsadapter) andererseits. Dadurch kann der Buskoppler als einheitliches Massenprodukt preisgünstig hergestellt werden. Die Anwendungsadapter unterliegen einer großen Bandbreite verschiedener Typen und sollten daher so einfach wie möglich aufgebaut sein. Dadurch können die Auswirkungen der zwangsläufig geringeren Stückzahlen der Anwendungsadapter¹⁸ in Grenzen gehalten werden. Insbesondere bei neu zu adaptierenden Sensoren und Aktoren kann somit bei geringem Engineeringaufwand eine schnelle und kostengünstige Erweiterung beziehungsweise Anpassung erfolgen. In diesem Zusammenhang ist die Bedeutung der verwendeten Schaltungstechnik für Anwendungsadapter hervorzuheben, die sich bezüglich Leistungsaufnahme und mechanischen Abmessungen konzeptionell in das Gesamtsystem einfügen hat.

¹⁸ Geringere Stückzahl gegenüber dem Buskoppler.

Abbildung 4-3 veranschaulicht das Prinzip. Auf dem Buskoppler befindet sich neben dem Betriebssystem auch die anwendungsspezifische Software, die bei der Zusammenführung von Buskoppler und Anwendungsadapter zu einem Busknoten aufgespielt wird. Die Betriebssystemsoftware ist mit geeigneten Softwareschnittstellen auszustatten. Eine besondere Bedeutung kommt dabei der dezentralen Informationsverarbeitung vor Ort zu [Scholz 00], [Neumann 99]. Die Busknoten sollen trotz ihrer ressourcenschonenden Auslegung ausreichend Rechenleistung bieten, so dass sich ohne weiteren Hardwareaufwand sogenannte „Smart Nodes“ realisieren lassen. Diese sind dann in der Lage, die vollständige Ansteuerung und Datenvorverarbeitung der Sensoren und Aktoren zu übernehmen. Damit kann der sonst übliche Kostenaufwand für Hardware an dieser Stelle vermieden werden. Ein geringes Volumen des vereinheitlichten Buskopplers ist anzustreben, um auch in räumlich beengten Anwendungen die Nutzung zu ermöglichen.

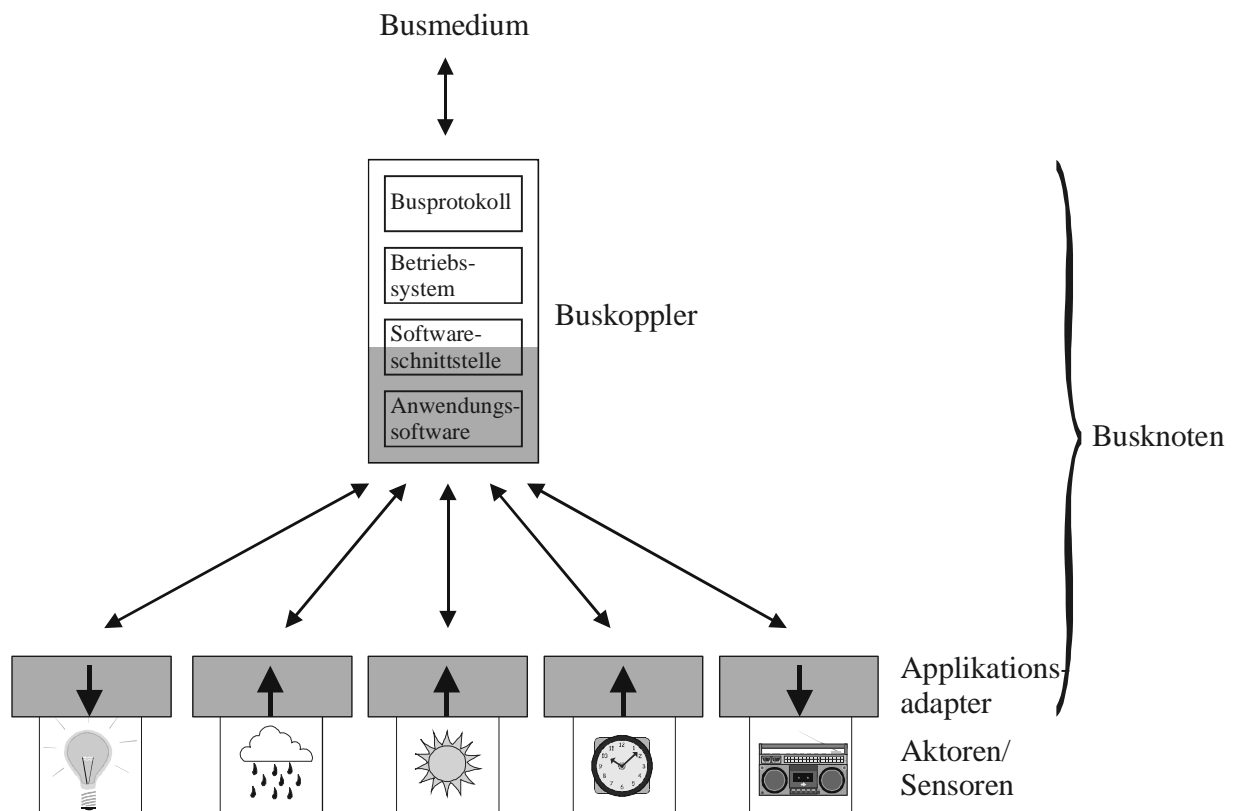


Abbildung 4-3: Modularer Aufbau eines Feldbusknotens mit einer Vielzahl an Applikationsadaptern und lediglich einem Buskopplertyp

4.1.3 Skalierbarkeit (Systemleistung)

Sollte die Anforderung an die Summen-Datenübertragungsrate die Leistungsfähigkeit eines Segments des optimierten Feldbussystems übersteigen, so ist die Möglichkeit eines fließenden Downscaling der Teilnehmerzahl zu berücksichtigen, so dass im Extremfall pro Segment lediglich ein Teilnehmer eingesetzt wird (Abbildung 4-4). Dadurch würde das „1-Teilnehmer System“ als kostengünstige digitale Schnittstelle zur einheitlichen Einbindung von Sensoren fungieren, so dass die derzeit übliche Sensorschnittstellenvielfalt wie 20 mA Stromschleife, PWM, I²C sowie diverse proprietäre Schnittstellen ersetzt werden könnten. Somit würde eine einheitliche und busfähige Schnittstelle zur Verfügung stehen.

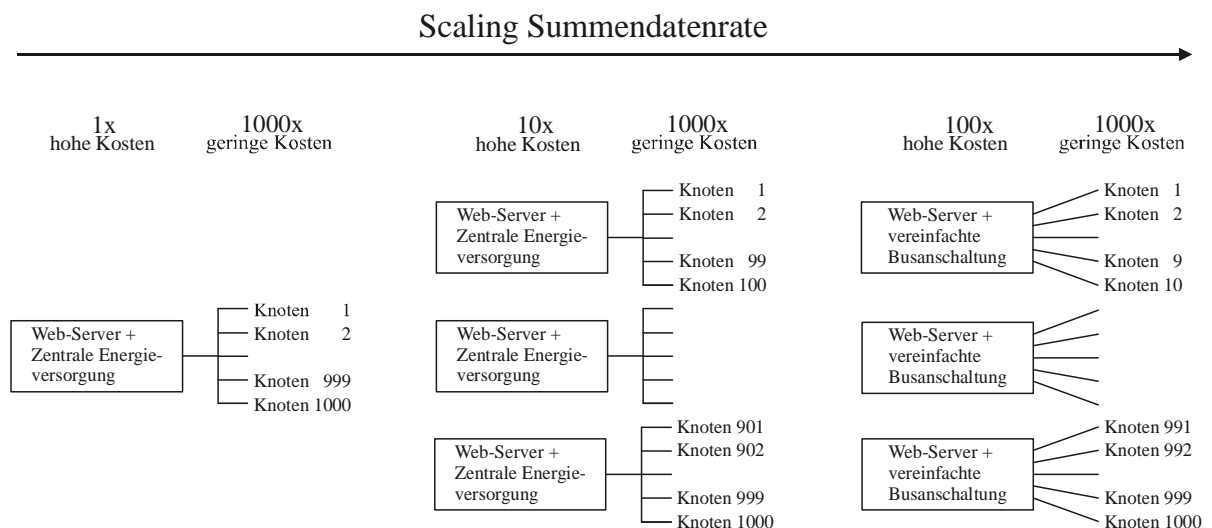


Abbildung 4-4: Downscaling der Teilnehmerzahl pro Bussegment bei hohen Anforderungen an die Datenrate pro Teilnehmer

4.1.4 Analyse des Datenaufkommens

Zur Bestimmung eines optimalen Übertragungsprotokolls ist eine Analyse des Datenaufkommens unter Berücksichtigung der Häufigkeit des Datentransfers und der Adresscodierung vorzunehmen. Für Anwendungen der unteren Feldebene sind einerseits einfache Relais und Anzeigen sowie Kontakte und Taster zu bedienen, wozu eine Nachrichtenlänge von einigen Bit ausreichend ist. Die Übertragung von Messdaten wie Temperaturen, Durchflüssen und Beleuchtungsniveaus erfordert dagegen mehrere Byte (siehe Tabelle 4-1). Für den seltenen Fall, dass langfristig aufsummierende Zähler ausgelesen werden sollen, beispielsweise Strom- oder Wasserzähler zu Abrechnungs-

zwecken, sind Zahlenwerte $> 2^{16}$ zu übertragen¹⁹, es ist daher eine größere Anzahl von Bytes notwendig. Sollen textuelle Anzeigen unterstützt werden, so werden längere Strings benötigt, die auf mehrere Telegramme verteilt werden, wie dies beispielsweise auch beim CAN üblich ist. Eine optimale Länge liegt dabei unter Berücksichtigung der Häufigkeit bei 2 Byte, da eine größere Anzahl von Bytes selten benötigt wird und sich bei Bedarf ebenso wie Strings aus mehreren Telegrammen zusammensetzen lassen (siehe auch Unterabschnitt 3.2.3.6, Tabelle 3-3).

| Anwendung | Datenvolumen | Häufigkeit | Behandlung |
|--|-----------------------|------------|--|
| Relais, Anzeigen | 1-4 Bit | hoch | |
| Kontakte, Tasten | 1-4 Bit | hoch | |
| Temperaturen, Durchflüsse, Drehzahlen, Spannungen/Ströme, Beleuchtungsniveaus, usw. | 1-2 Byte | mittel | |
| Netzwerkmanagement (Parametrierung) | 1-2 Byte | gering | lediglich ein Master mit definierter max. Zugriffsrte |
| Mengenzähler für flüssige und feste Medien, Ereigniszähler, elektrische Zähler | 4 Byte | gering | |
| Textanzeigen | 100 Byte | gering | Aufteilung auf mehrere Telegramme |
| Programmdownload | 3.000– 10.000 Byte | gering | nicht bei allen Systemen implementiert |

Tabelle 4-1: Analyse des Datenaufkommens bei typischen Feldanwendungen

Der Adressraum sollte der Teilnehmerzahl entsprechen (siehe auch Unterabschnitt 3.2.3.6, Tabelle 3-4), sofern keine fest definierten Kommunikationsobjekte genutzt werden, die bei Implementierung eines Netzwerkmanagements²⁰ jedoch entbehrlich sind. Ein zusätzlicher Sicherheitsfaktor für System- und Mehrfachadressen eines Teilnehmers ist zu berücksichtigen. Dies ermöglicht auch die Verwendung von (nicht

¹⁹ $2^{16} = 65536$, somit ist lediglich ein Zähler mit 4 Dezimalstellen möglich.

²⁰ Implementierung bevorzugt im Web-Server, zusammen mit der zentralen Energieeinspeisung.

fest definierten) Kommunikationsobjekten ähnlich dem CAN, alternative Adressierungen wie beim EIB sowie hierarchische Adressstrukturen, so dass ein Teilnehmer beispielsweise einen Block aufeinanderfolgender Adressen nutzen kann. Zur Vereinfachung sollte nach der Festlegung des Adressraumes eine Aufrundung auf vollständige Byte durchgeführt werden, so dass ein „optimales“ System mit bis zu 1000 Teilnehmern einen Adressraum von 2 Byte benötigt.

4.2 Physikalische Bitübertragung

4.2.1 Modulation

Kabelgebundene Datenübertragungen werden nach der Art der verwendeten Modulation unterschieden. Neben der Übertragung im Basisband, die oft bei Feldbussen (CAN, PROFIBUS) sowie seriellen Schnittstellen eingesetzt wird und einen relativ ungestörten Kanal erfordert, und davon abgeleiteten Verfahren wie der pseudoternäre Code der ISDN S0-Schnittstelle, der eine Gleichspannungsfreiheit garantiert [Frey 94], sind diverse traditionelle digitale Trägerfrequenzverfahren wie ASK, PSK, QPSK und QAM im Einsatz. Diese liefern auch bei verrauschten Kanälen, wie sie in der Funktechnik als Haupteinsatzgebiet der Trägerfrequenzverfahren im Allgemeinen anzutreffen sind, gute Ergebnisse. Der Einsatz bei kabelgebundener Übertragung ermöglicht eine optimale Ausnutzung der vollen Übertragungskapazität des Kanals, wie dies beispielsweise DSL-Modems auf Telefonleitungen realisieren. Aber auch Feldbussysteme wie LON nutzen diese Technik zur Power-Line Kommunikation, da es sich bei Energieversorgungsleitungen ebenfalls um stark gestörte Medien handelt. Neuere, komplexe Verfahren wie Spread Spektrum sind aufgrund des hohen Aufwandes praktisch ausschließlich im Funkbereich anzutreffen. Sie ermöglichen jedoch im Extremfall die Datenübertragung auf Kanälen, bei denen der Nutzsignalpegel unterhalb des Störsignalpegels liegt.

Die verschiedenen Verfahren unterscheiden sich in der Anpassung an die Bedingungen des Übertragungskanals wie Signal/Rauschabstand (S/N) und Bandbreite [Unger 92]. Dadurch ergeben sich Unterschiede in der Ausnutzung der zur Verfügung stehenden theoretischen Kanalkapazität, also der maximal über einen Kanal übertragbaren Informationsmenge pro Zeiteinheit. Weiterhin existieren erhebliche Unterschiede im Aufwand der Implementierung, teilweise auch bei Inbetriebnahme und Wartung, wobei Verfahren höherer Leistung aufgrund der Komplexität der Hardware und der notwendigen Justierung auch die höheren Kosten verursachen. Somit lässt sich eine vergleichende Rangfolge aufstellen, die in Abbildung 4-5 zu sehen ist. Am unteren Ende des Spektrums liegt die Basisbandübertragung, die sich bei günstiger Auslegung

durch einen einfachen Schalttransistor realisieren lässt und keinerlei Justierung benötigt. Danach folgen einfache analoge Modulationsverfahren wie ASK, FSK und PSK, die meist mit abzugleichenden Analogschaltungen aufgebaut werden. Die höherwertigen Modulationsverfahren wie QPSK und QAM erfordern exakt abgegliche, empfindliche Analogschaltungen oder werden bereits durch einfache digitale Signalprozessoren (DSP) ersetzt. DSL-Techniken lassen sich nur noch unter Einsatz von digitalen Signalprozessoren nebst der notwendigen Analogtechnik realisieren, da der Übertragungskanal in 1000 oder mehr separate Frequenzbänder aufgeteilt und jeder Kanal adaptiv, durch Messung der Signalqualität, an die aktuelle Störsituation angepasst wird. In diese Kategorie fällt auch das Spread Spektrum Verfahren, welches leistungsfähige DSPs voraussetzt.

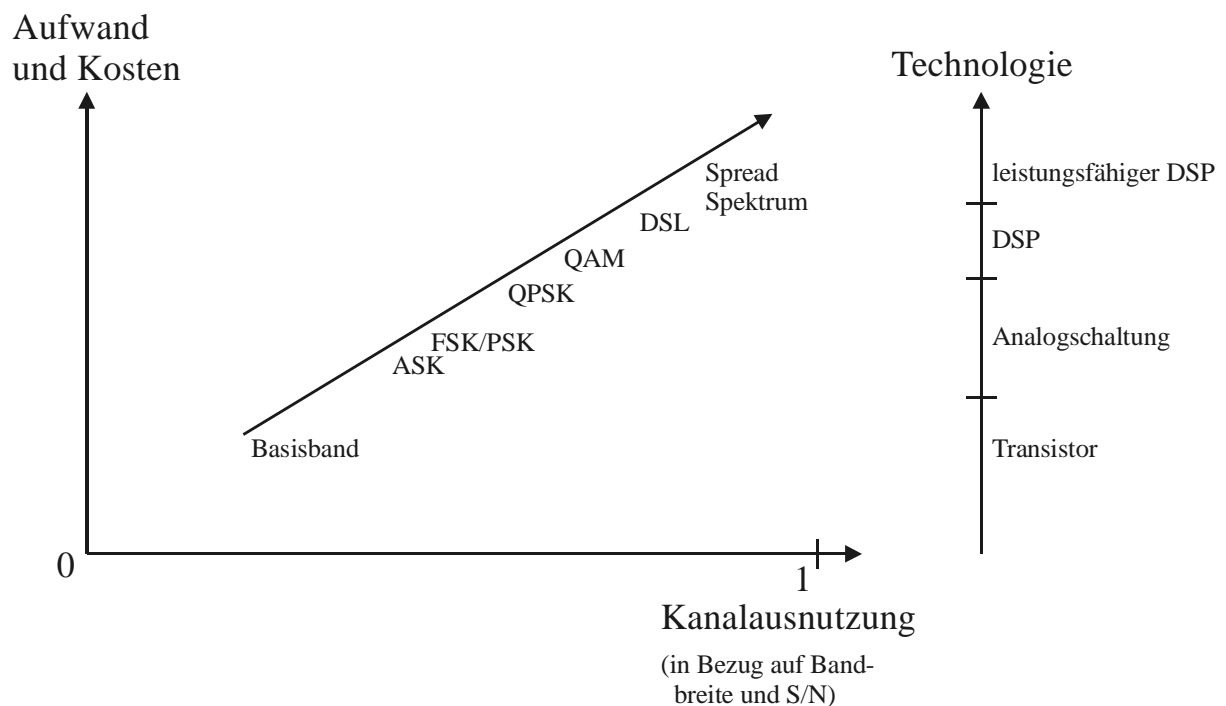


Abbildung 4-5: Qualitativer Zusammenhang zwischen Kosten und Leistungsfähigkeit unterschiedlicher Modulationsverfahren

Aus Kostenüberlegungen kommt daher für ein minimiertes System lediglich die Basisbandübertragung in Frage, wobei eine geringe Kanalausnutzung in Kauf genommen wird. Dadurch scheidet die Power-Line Übertragung per Netzleitung aus, da hier Modulationsverfahren notwendig wären. Selbst bei Einsatz dieser Verfahren wären lediglich geringe Datenraten möglich, da Grenzen gesetzt werden durch die vielfältige Topologie, eine beliebige Anschaltung von Geräten und damit generell unbekannter Ausbreitungscharakteristik, mögliche breitbandige Störungen durch Schaltheandlungen

sowie nicht vollständig entstörte Geräte (siehe auch [Häussler 00]). „Technisch bedingt kann die Datenübertragung übers Stromnetz nie die Störsicherheit einer direkten, unvermittelten Übertragung erreichen“ [Heusinger 01]. Eine einzige, nicht entstörte Bohrmaschine könnte das gesamte System durch Störungen außer Betrieb setzen! Selbst das Festschreiben eines allgemein gültigen hohen Entstörungsgrades für alle Elektrogeräte würde keine zuverlässige Lösung ermöglichen, da Entstörungsmaßnahmen innerhalb des in Frage kommenden Frequenzbereiches zwischen 1 kHz und 10 MHz Leistungsbauteile mit HF-Eigenschaften bei gleichzeitiger Erfüllung energietechnischer Sicherheitsanforderungen bedingen. Dies ist nicht nur mit hohen Kosten, für das aus Sicht der Standardelektrogerätehersteller überflüssige Extra verbunden, sondern aufgrund der begrenzten Lebensdauer dieser Bauteile ist häufig mit Ausfällen und damit einer Blockierung der Datenübertragung zu rechnen.

Auch eine rein funkbasierte Lösung würde, neben der Frage des nutzbaren Frequenzbandes und damit der Sicherheit vor externen Funkstörungen, das Problem der Energieversorgung offen lassen. Entweder wären alle Teilnehmer mit regelmäßig zu tauschenden Batterien auszustatten oder es wäre jeweils ein Netzteil pro Teilnehmer zu installieren, was neben Kosten, Volumen, Gewicht, hohem Materialeinsatz bei Herstellung und Entsorgung, hohem Energieverbrauch (Standby Leistungsaufnahme) durch schlechte Netzteilwirkungsgrade bei kleinen Leistungen und Beeinflussung von Temperatursensoren durch die Netzteilabwärme auch die Notwendigkeit eines Verbindungskabels zum Stromnetz mit sich bringen würde. Somit kann auch direkt ein Datenkabel mit integrierter Energieversorgung eingesetzt werden. Gleiches gilt auch für die Power-Line Übertragung, lediglich das Netzkabel wäre bereits vorhanden. Weiterhin ist zu bedenken, dass neue Anwendungsfelder im SOHO Bereich aufgrund des Gefahrenpotenzials und entsprechender rechtlicher Bestimmungen bei Netzkopplung nur schwer umsetzbar sind [Sietmann 01]. Für seriöse Sicherheitsanwendungen wie die Gebäude-Alarmtechnik ist die Funktechnik nicht geeignet, da Manipulationen mit geringem Aufwand durchzuführen sind. Im einfachsten Manipulationsfall erzeugen Breitbandfunkstörungen einen direkten Systemausfall oder Fehlalarme, die bei wiederholtem Auftreten unweigerlich zum Abschalten des Systems durch den Nutzer und damit zur Eliminierung des Schutzes führen. Dies ist nicht zu vergleichen mit Funktechniken für mobile Einheiten wie beispielsweise GSM-R für Bahnanwendungen, bei denen sich prinzipbedingt keine leitungsgebundene Übertragung realisieren lässt und ein erheblicher Aufwand bezüglich der Kryptografie getrieben wird. Auch diese Funkkanäle lassen sich wie oben beschrieben stören, jedoch ist aufgrund der begleiteten oder zentral überwachten Fahrten eine schnelle Entdeckung sowie aufgrund der hohen Sendeleistung, die zur Störung des räumlich ausgedehnten Systems notwendig ist, eine schnelle Rückverfolgung gewährleistet.

Funk und Power-Line würden zwar den Vorteil aufweisen, dass keine zusätzlichen Kabel zu verlegen wären, bei Neuinstallationen fällt dies jedoch kaum ins Gewicht, da die gleichen Leitungswege genutzt und beispielsweise pro Kabelschlitz problemlos zwei Kabel unter Putz verlegt werden können. Die Nutzung von Glasfasern scheidet aus Kostengründen aus und würde zusätzlich die Neuverlegung von Leitungen sowie die Bereitstellung einer Energieversorgung bedingen, wobei dabei die gleichen Aussagen wie im vorhergehenden Absatz für funkbasierte Lösungen gelten.

Sensoren und einige Aktortypen erlauben aufgrund der integrierten Energieversorgung des SCAN sogar weiterhin die Verlegung lediglich eines Kabels, wobei das übliche Stromkabel durch ein handelsübliches Datenkabel abgelöst wird, welches gleichzeitig die Energieversorgung übernimmt.

Während die üblichen Basisbandübertragungen sich meist an gängigen Standards orientieren, ist hier dagegen eine Möglichkeit zu finden, eine große Teilnehmerzahl an nicht abgeschlossenen Leitungen mit großen Spannungsabfällen und geringem Hardwareaufwand störsicher miteinander zu verbinden.

Bei Betrachtung der in Abschnitt 3.1.3 dargestellten Basisbandstandards fällt auf, dass lediglich die Stromschleife in der Lage ist, große Spannungsabfälle entlang der Leitung zu tolerieren. Eine Reihenschaltung vieler Transceiver ist aufgrund des Spannungsabfalls von ca. 1,5 V pro Transceiver jedoch nicht möglich und bei der Standardanwendung ist lediglich ein Sender vorgesehen. Andererseits führt der „Current-Mode“ (Unterabschnitt 3.1.3.6) vor Augen, dass auch Busbetrieb mit vielen Teilnehmern möglich ist. Dabei wird zwar ein Strom eingepreßt, die Auswertung des Empfangssignals erfolgt jedoch über die Differenzspannung. Ein großer Spannungsabfall entlang der Leitung kann jedoch aufgrund des geringen Stromes von 12 mA²¹ in Verbindung mit dem begrenzten Auflösungsvermögen schneller Komparatoren²² nicht toleriert werden. Da der Signalspannungspegel sehr klein ist und die Masseleitung als dritte Ader unsymmetrisch mit einbezogen wird, ist die Anfälligkeit gegenüber eingekoppelten Störungen und Fehlströmen durch Erdung, Masseschleifen oder gemeinsame Stromversorgungen sehr hoch. Somit ist jeder Teilnehmer mit einer galvanisch entkoppelten, leistungsfähigen Energieversorgung auszustatten.

Um diese Probleme zu umgehen sind folgende Maßnahmen notwendig:

²¹ Entspricht einem Spannungshub von 0,45 V über $R_A/2$.

²² Im Allgemeinen beträgt die zur Auswertung notwendige Differenzspannung mindestens 0,1 V.

1. Ein Komparator oder Operationsverstärker mit differenziellem Eingang ist aus Aufwandsgründen zu vermeiden, eine differenzielle Auswertung der Spannungspegel sollte jedoch durchgeführt werden.
2. Die Anzahl der Signaladern wird gegenüber dem „Current-Mode“ auf 2 reduziert, dadurch ergibt sich Symmetrie und somit eine erhöhte Störeinkopplungsfestigkeit der Leitung.
3. Der Differenzspannungspegel ist zu erhöhen, was die Störfestigkeit allgemein verbessert, insbesondere gegenüber der Energieversorgung und Masseschleifen.
4. In Folge ist der maximale Signalstrom zu erhöhen, um ein ausreichend schnelles Umladen der Leitungskapazität zu ermöglichen und gegebenenfalls vorhandenen Abschlusswiderständen einen großen Spannungsabfall aufzuprägen.
5. Eine zentrale Daten-Stromeinspeisung wird zur Vereinfachung von Busanschaltung und Energieversorgung eingesetzt.

Weiterhin sollten die Grenzen bezüglich Teilnehmerzahl, Energieversorgung und Topologie gleichzeitig erreichbar sein und von vornherein als Standardfall berücksichtigt werden, nicht nur als „technische Möglichkeit“ ohne Kompatibilität zu vorhandenen Komponenten, wie dies beispielsweise beim CAN für Teilnehmerzahlen größer 32 geschieht [Etsch 94].

6. Maximale Busknotenzahl 1000.
7. Ausdehnung 1000 m wie beim CAN mit geringen Datenraten und beim EIB.
8. Integrierte Energieversorgung.
9. Wegfall von Abschlusswiderständen für flexible Topologie, beispielsweise durch Ausnutzung der Leitungsdämpfung.

4.2.2 Codierung

Im Basisband sind zur Rückgewinnung des Bittaktes verschiedene Codierungen möglich, wie bereits im Unterabschnitt 3.2.3.6 mit Tabelle 3-5 erläutert. Unter Rücksichtnahme auf die Verarbeitung im Mikrocontroller (siehe Abschnitt 4.4.1), ist ein geringer Overhead und somit eine geringe Anzahl von Flankenwechseln anzustreben, damit die Abtastrate, der per Software realisierten Abtastung des Buspegels, gering gehalten werden kann. Weiterhin erscheint eine statische Länge wie beim UART Rahmen sinnvoll, da eine fallweise Anpassung der Telegrammlänge wie beim Bit-Stuffing zusätzlichen Aufwand bei der Bitverarbeitung und -generierung erzeugt.

4.2.3 Zugriffsverfahren

Bei der Auswahl des Zugriffsverfahrens spielt das zugrunde liegende Anforderungsprofil der vorgesehenen Anwendung eine bedeutende Rolle. Ausgedehnte Systeme mit einer großen Anzahl von Teilnehmern weisen im Allgemeinen lediglich eine geringe Wahrscheinlichkeit der Bedienungsanforderung pro Teilnehmer auf. Somit erscheint es nicht ökonomisch, in jedem Zyklus alle Daten erneut zu übertragen, da dies eine große Redundanz bei der Datenübertragung erzeugt. Bei großen Teilnehmerzahlen scheiden Polling und Summenrahmen als Medienzugriffsverfahren somit aus, da die Zyklus- und damit Reaktionszeiten proportional mit der Teilnehmerzahl wachsen. Lediglich durch eine äußerst hohe Datenübertragungsrate wäre dies kompensierbar, jedoch sind bei einem Low-Cost System lediglich mittlere bis niedrige Übertragungsraten möglich. Somit kommen CSMA Verfahren in Betracht, die eine Datenübertragung nur bei Veränderung der Eingangsdaten dynamisch anfordern. Nach Möglichkeit sollten kollisionsfreie und damit effektive Verfahren wie CSMA/CA eingesetzt werden. Einer hohen Protokolleffizienz und somit statischen und geringen Telegrammlänge, bezogen auf die zu erwartenden Nutzdatenlängen zwischen 1 Bit und 2 Byte (siehe Kap 4.1.4), kommt ebenfalls eine große Bedeutung zu. Durch Definition einer maximalen (mittleren) Telegrammrate pro Teilnehmer und eines minimalen zeitlichen Telegrammabstandes wie bei „Predictable Ethernet“ (siehe Unterabschnitt 3.2.3.3) sowie einer der Anwendung entsprechenden Prioritätenvergabe können sinnvolle Antwortzeiten trotz großer Teilnehmerzahl garantiert werden.

4.2.4 Elektrische Konfiguration

Für die elektrische Konfiguration wird ein Ansatz nach Abbildung 4-6a) vorgenommen. Eine mittig platzierte Stromquelle (Spannungsquelle mit Strombegrenzung) speist zentral Energie zur Datenübertragung ein. Entlang der Leitung sind, als einfache Ausgangstreiber der Busknoten, elektronische Schalter verteilt. Abschlusswiderstände sind nicht vorhanden, die Eingänge sind hochohmig und daher nicht von Belang. Der „0“-Punkt wird auf den unteren Grenzwert gelegt (Fall 0' laut Abbildung 3-6), der Signalpegel wird auf den bei Hochpegelanwendungen üblichen Wert von 24 V gesetzt und die Stromquelle liefert einen Maximalstrom von 230 mA, der aus den Wellenbetrachtungen in Unterabschnitt 4.2.6.3 folgt. Für die Busknoten wird Massefreiheit gefordert, so dass sich eine quasi-differenzielle Übertragung ergibt.

Eine der beiden Adern liegt schaltungstechnisch gesehen fest auf Masse, jedoch ist das Gesamtsystem von der Umgebung galvanisch entkoppelt, so dass sich bezüglich der parasitären Kapazitäten C_S (siehe Abbildung 3-6) im Wesentlichen Symmetrie ergibt. Weiterhin verursachen die Kapazitäten C_S erst bei hohen Frequenzen Ströme in

relevanter Größe. Zur Störungsvermeidung werden die für Datenübertragungen bekannten [Kühn 86] sowie weitere Maßnahmen ergriffen:

- Potenzialfreiheit
- Verwendung geschirmter, verdrehter Kabel
- Großer Signalhub
- Exklusive Masseleitung (keine weiteren Schaltungen nutzen die Masseleitung)
- Verminderte Reflexionen durch hohe Leitungsdämpfung (Unterabschnitt 4.2.6.3)
- Berücksichtigung von Einschwingzeiten und Ausblendung von Überschwängern durch periodische Abtastung (siehe Abschnitt 4.5.2)

Die statische Betrachtung liefert die in Abbildung 4-6b) gezeigte Spannungsverteilung, wobei sich ein tolerierbarer Spannungsabfall von bis zu 7 V pro Ader ergibt. Daher wird die Schaltschwelle U_S , zur Trennung zwischen dominantem und rezessiven Pegel, auf $2/3$ der Maximalspannung U_D gelegt, knapp oberhalb des statischen Pegels. Die Ausnutzung des vollen Spannungsabfalls zieht jedoch eine Reduktion des Störspannungsabstandes nach sich.

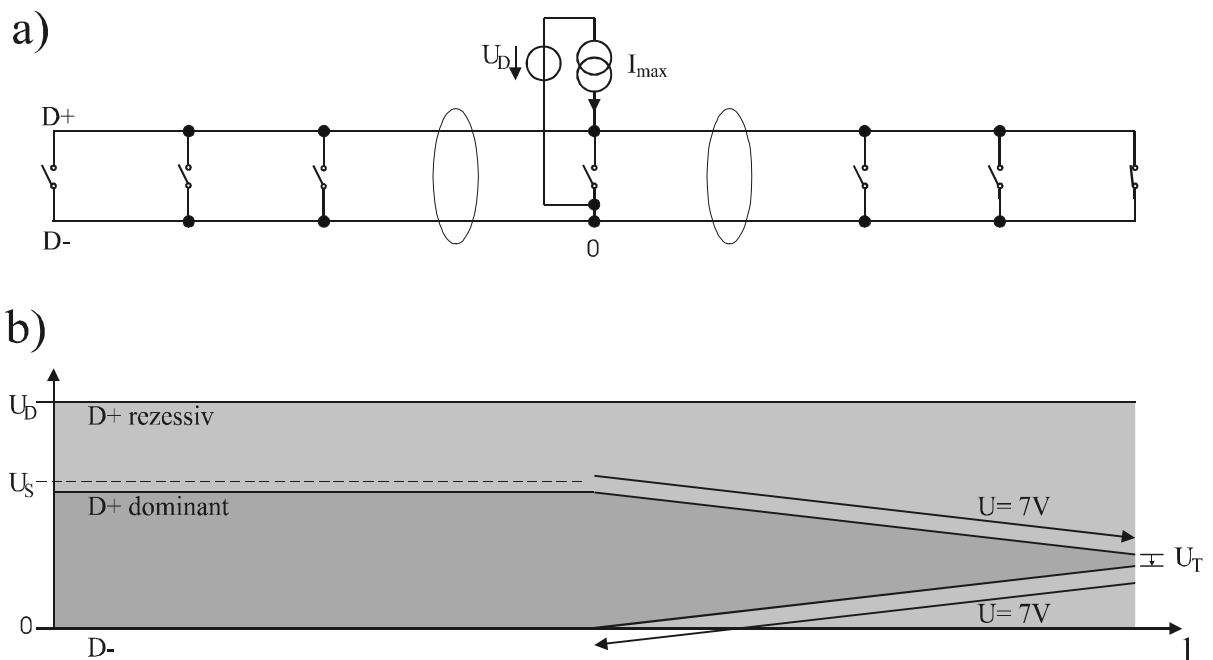


Abbildung 4-6: Prinzipielle elektrische Konfiguration und statische Spannungsverteilung des optimierten Feldbussystems

Die zentrale Stromeinspeisung ermöglicht Ausgangstreiber ohne Leistungseinspeisung an den Buskopplern, was die Energieversorgung der Busknoten stark vereinfacht. Der Einsatz einer Stromquelle, anstelle eines dem Wellenwiderstand angepassten Ein-

speisewiderstandes am Leitungsende, zeigt Vorteile, da die Möglichkeit einer mittigen Platzierung der Einspeisung sowie Ausnutzung von positiven Reflexionsfaktoren an den Leitungsenden besteht. Dies ermöglicht eine größere Gesamtausdehnung der Leitung und ein frühzeitiges Überschreiten der Schaltschwelle bei Pegelwechseln. Die genannten Werte ermöglichen eine Gesamtlänge von 1000 m bei Verwendung eines Drahtdurchmessers von 0,6 mm.

4.2.5 Vereinfachte Betrachtung der Einschwingzeiten

Eine Leitung wird als „elektrisch kurz“ bezeichnet, wenn für die Laufzeit τ_L der Leitung und die kürzeste Impulsflanke τ_F der Leitung gilt:

$$2 \tau_L < \tau_F \quad (\text{Gleichung 3})$$

Damit fallen die Reflexionen in die Zeit der Impulsflanke und treten somit nicht in Erscheinung. In diesem Fall wirkt diese (verlustlose) Leitung für eine Impulsflanke als reine Kapazität [Kühn 86].

Nach der Gleichung

$$\int C \delta u = q = \int i \delta t \quad (\text{Gleichung 4})$$

beziehungsweise für $I = \text{const.}$ im Fall der Aufladung durch eine Stromquelle und $U_0 = 0$

$$C * U = I * t \quad (\text{Gleichung 5})$$

ergibt sich, unter der Annahme eines Signalpegels von 24 V, einer Leitungskapazität von 100 nF (100 pF/m) und einem Stromquellenwert von 230 mA, eine Flankendauer von $\tau_F \approx 10 \mu\text{s}$.

Obwohl die Forderung der Gleichung 3 näherungsweise erfüllt wird ($\tau_L = 5 \mu\text{s}$ bei 1000m), erscheint eine genauere Betrachtung unter Berücksichtigung der Leitungsverluste sinnvoll.

Weiterhin ergibt sich nach Gleichung 2 (siehe Unterabschnitt 3.2.2.4) unter der Annahme eines Verkürzungsfaktors von $v/c = 0,66$ für eine 1000 m Leitung eine maximale Datenrate von 49,5 kbit/s, entsprechend einer Bitzeit von circa 20 μs . Die Leitungslaufzeit würde dabei ein Viertel einer Bitzeit betragen, entsprechend $\tau_L = 5 \mu\text{s}$. Unter Berücksichtigung von Gleichung 3, um von einer elektrisch kurzen Leitung sprechen zu können, reduziert sich die maximale Datenrate daher auf 24,75 kbit/s, entsprechend einer Einschwingzeit von 10 μs .

4.2.6 Wanderwellenansatz

4.2.6.1 Reflexionen

Durch Schaltvorgänge werden auf elektrischen Leitungen Wanderwellen erzeugt. Sie laufen vom Ort der Entstehung die Leitungen entlang und schwächen sich dabei aufgrund von Leitungsverlusten, bedingt durch die Dämpfung, ab. Ändert sich der Wellenwiderstand der Leitung, so treten Reflexionen auf. Der Wellenwiderstand Z einer Leitung ist definiert als (vergleiche Abbildung 3-6a)

$$Z = \sqrt{\frac{R' + jL'\omega}{G' + jC'\omega}} \quad (\text{Gleichung 6})$$

beziehungsweise bei verlustlosen Leitungen

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (\text{Gleichung 7})$$

Ist ein Leitungsende mit einem ohmschen Widerstand R_E der gleichen Größe wie Z abgeschlossen, so besteht Anpassung und es tritt keine Reflexion auf. Im anderen Fall entsteht eine rücklaufende Welle, deren Amplitude sich aus der Amplitude der ursprünglichen Welle multipliziert mit dem Reflexionsfaktor r ergibt

$$r = \frac{R_E - Z}{R_E + Z} \quad (\text{Gleichung 8})$$

Als Extremfälle treten dabei die Phänomene „offene Leitung“ mit $r = +1$ ($R_E \rightarrow \infty$) und „kurzgeschlossene Leitung“ mit $r = -1$ ($R_E = 0 \Omega$) in Erscheinung. Bei der Zusammenschaltung von Leitungen unterschiedlichen Wellenwiderstandes oder mehr als zwei Leitungen gleichen Wellenwiderstandes, treten ebenfalls Reflexionen auf, wobei in Gleichung 8 für R_E der durch Parallel- oder Reihenschaltung resultierende Widerstandswert aller Leitungen mit Ausnahme der zuführenden Leitung (Wellenwiderstand Z) einzusetzen ist. Der Transmissionsfaktor g , also der Anteil, der die Stoßstelle ohne Richtungsumkehr passiert, ergibt sich zu

$$g = 1 + r \quad (\text{Gleichung 9})$$

Bei Schaltvorgängen ist für das Entstehen von elektrischen Wanderwellen, im Gegensatz zur Reflexionsbetrachtung, das Verhältnis von Wellenwiderstand der anliegenden Leitung beziehungsweise dem resultierenden Widerstand der Leitungen und dem absoluten Innenwiderstand des Schalters beziehungsweise der Quelle maßgebend, wobei sich die Höhe der Amplitude aus dem Spannungsteileransatz ergibt. Weist die Quelle einen geringen Innenwiderstand auf, wie dies bei Schalttransistoren der Fall ist, so prägt dieser den Spannungswert beim Wechsel in den dominanten

Zustand in die Leitung ein. Schließt beispielsweise ein Transistor mit dem Innenwiderstand ²³ $R_{DS} = 4 \, \Omega$ am Ende einer auf $U_L = 24 \, \text{V}$ aufgeladenen Leitung mit dem Wellenwiderstand $Z = 100 \, \Omega$, so wird eine negative Wanderwelle mit der Amplitude

$$U_{w,s} = \frac{Z}{Z + R_{DS}} U_L = 23,08 \, \text{V} \quad (\text{Gleichung 10})$$

erzeugt. Der dabei fließende maximale Schalterstrom berechnet sich ebenfalls unter Berücksichtigung des Wellenwiderstandes und Nutzung des ohmschen Gesetzes zu

$$I_{s,\max} = \frac{U_L}{\sum R} = \frac{U_L}{Z + R_{DS}} = 0,23 \, \text{A} \quad (\text{Gleichung 11})$$

Befindet sich dieser Transistor nicht am Ende der Leitung, so ist die Parallelschaltung aus den Teilästen wirksam, so dass sich an einer unverzweigten Stelle ²⁴ ein annähernd doppelt so großer Maximalstrom von

$$I_{s2,\max} = \frac{U_L}{\sum R} = \frac{U_L}{\frac{Z}{2} + R_{DS}} = 0,44 \, \text{A} \quad (\text{Gleichung 12})$$

ergibt. Dabei laufen zwei Wellen, mit annähernd gleicher Amplitude wie in Gleichung 10 berechnet, nach beiden Seiten der Leitung auseinander.

Beim Wechsel in den rezessiven Zustand wird durch das Öffnen eines Schalters der Stromfluss unterbrochen. Im Umschaltmoment ist das dynamische Ersatzschaltbild der Leitung heranzuziehen, so dass es beim Abschalten zu einem Spannungssprung kommt [Kühn 86], [Unger 91]. Dieser leitet sich aus den Bedingungen vor dem Abschalten her. Der ursprünglich fließende Schalterstrom I_s und der Wellenwiderstand der Leitung beziehungsweise der resultierende Widerstand der Leitungen sind dabei relevant:

$$U_{w,o} = Z I_s \quad (\text{Gleichung 13})$$

Nach Abklingen der Einschwingvorgänge ist für I_s der Wert I_{\max} der zentralen Stromquelle maßgebend. Z richtet sich danach, ob sich der Schalter am Leitungsende oder zwischen zwei Leitungssegmenten befindet. Wenn I_{\max} zu $0,23 \, \text{A}$ gewählt wird, ergibt sich bei Platzierung am Leitungsende ein positiver Spannungssprung von $23 \, \text{V}$

²³ Der Wert ist vom fließenden Strom abhängig. Somit ist der Wert durch Bestimmung des Arbeitspunktes mit Hilfe des Transistordatenblattes und der Widerstandsgeraden der elektrischen Leitung zu ermitteln.

²⁴ An einem Verzweigungspunkt ergeben sich rechnerisch entsprechend größere Ströme, der Ausgangstransistor begrenzt diese jedoch je nach eingesetztem Transistortyp.

(ähnlich $U_{w,s}$), bei Platzierung zwischen zwei Leitungssegmenten laufen zwei Wellen mit je 11,5 V auseinander.

Gleichung 11 und Gleichung 13 legen damit den Wert für I_{\max} fest, um Wanderwellen optimaler Amplitude zu erzeugen. Eine weitere Erhöhung ist nicht sinnvoll, da der statische Spannungsabfall entlang der Leitung proportional mitwächst, was die Umschaltsschwelle U_S ungünstig verschiebt.

Für die Reflexion und Transmission von Wanderwellen an Störstellen ist der dynamische Innenwiderstand entscheidend, also die Tangentensteigung dU/dI an die U/I -Kennlinie im Arbeitspunkt. Bei aktiven Bauteilen und Schaltungen kann dieser stark vom absoluten Innenwiderstand abweichen. Stromquellenschaltungen besitzen laut [Kühn 86] einen dynamischen Innenwiderstand im Bereich von 100 bis 500 k Ω bei Strömen zwischen 1 und 10 mA, solange der Transistor nicht übersteuert wird. Bei größeren Strömen wie den hier genutzten 230 mA, ergibt sich ein Widerstandswert von 20 k Ω ²⁵. Dadurch sind Konstantstromquellen für Wanderwellen praktisch nicht sichtbar, so dass an ihnen keine Reflexionen auftreten. Wird jedoch ein Minimalspannungsabfall über dem Leistungstransistor der Schaltung unterschritten, so arbeitet die Stromquelle im „Leerlauf“, da der Transistor in Sättigung gerät.

4.2.6.2 Leitungsdämpfung

Die Leitungsdämpfung γ teilt sich auf in die Dämpfungskonstante α und die imaginäre Phasenkonstante β . Die Abschwächung entlang einer Leitung der Länge l ergibt sich zu

$$U(l) = U_0 e^{-\alpha l} \quad (\text{Gleichung 14})$$

mit

$$\alpha = \frac{R'}{2Z} + \frac{G'Z}{2} \quad (\text{Gleichung 15})$$

bei kleinen Leitungsverlusten und ohne Berücksichtigung der Stromverdrängung im Leiter [Unger 91] beziehungsweise

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}(G'R' - \omega^2 L'C') + \sqrt{(R'^2 + \omega^2 L'^2) * (G'^2 + \omega^2 C'^2)}} \quad (\text{Gleichung 16})$$

²⁵ Für die Standardschaltung laut [Tietze/Schenk 93] Abb. 4.33 ergibt sich der Innenwiderstand zu

$$r_a = r_{CE} \left[1 + \frac{\beta R_E}{(R_1 \parallel r_Z) + r_{BE} + R_E} \right] \quad \text{mit} \quad r_{CE} = \frac{U_Y}{I_C} \approx 500 \Omega, \quad r_{BE} \approx \frac{\beta}{S} = \frac{\beta U_T}{I_C} = 22 \Omega$$

$\beta = 200$ für Transistor BD136-16, $R_E = 10 \Omega$, $R_1 = 4,7 k\Omega$, $r_Z \approx 20 \Omega$, $I_C = 230 \text{ mA}$

für den allgemeinen Fall. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v einer elektrischen Welle auf der Leitung berechnet sich in vereinfachter Form zu:

$$v = \frac{\beta}{\omega} \approx \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (\text{Gleichung 17})$$

Häufig erfolgt eine prozentuale Angabe der Ausbreitungsgeschwindigkeit im Verhältnis zur Lichtgeschwindigkeit c .

| Kabeltyp | Z [Ω] | C' [pF/m] | d [mm] | Kostenfaktor |
|---|----------------|-----------|----------|--------------|
| Installationskabel 2x2x0,6 (Fernsprechleitung) | 100 | 120 | 0,6 | 1,0 |
| Installationskabel 2x2x0,6 (Fernsprechleitung) | 100 | 45- 56 | 0,6 | 1,5 |
| Installationskabel 2x2x0,8 (Fernsprechleitung) | 100 | 60- 120 | 0,8 | 2,2 |
| CAT3 (2x2x0,6 / 2x2x AWG24) | 100 | 52- 65 | 0,5- 0,6 | 1,3- 2,0 |
| CAT5 (2x2x AWG24 / AWG 22) | 100 | 56 | 0,5- 0,6 | 1,7 |
| ISDN-Kabel (2x2x 0,4) | 120 | 53 | 0,4 | 9,0 |
| PROFIBUS-DP (Belden, 1x2x AWG22) | 150 | 60 | 0,6 | 13,0 |
| CAN-Kabel, RS-485 (Belden, 2x2x AWG24) | 120 | | 0,5 | 19,5 |
| ASI (2x 1,5mm ²) | 70- 140 | < 80 | 1,4 | 23,2 |
| Interbus (Belden, 3x2x AWG24 und 3x AWG 18) | 100 | 60 | 0,5 | 22,3- 30,0 |

Tabelle 4-2: Gegenüberstellung typischer Datenkabel anhand der elektrischen Parameter und Kostenfaktoren

Auf dem Markt sind verschiedene für die Datenübertragung geeignete Leitungen erhältlich. Neben einfachen Installationskabeln sind die im LAN Bereich eingesetzten CAT3 und CAT5 Kabel verbreitet. Für Feldbussysteme sind wenig verbreitete Spezialkabel üblich, die sich durch hohe Kosten auszeichnen. Tabelle 4-2 gibt eine

Übersicht der Kabeltypen [RS 01], [Farnell 01], [Simons 99], [Fröschl 00]. Der Wellenwiderstand Z liegt in der Größenordnung von $100\ \Omega$, der häufig in Prozent angegebene Verkürzungsfaktor v/c meist bei 0,66 (bei einigen Kabeln 0,78) und der Leitwertbelag G' im Bereich von 0,2 bis $0,01\ \mu\text{S}/\text{m}$. Der für die Dämpfung im unteren Frequenzbereich entscheidende Kapazitätsbelag C' liegt bei circa $60\ \text{pF}/\text{m}$, lediglich bei Installationskabeln kann er den doppelten Wert erreichen, wobei Messungen an handelsüblichen Kabeln dies lediglich für Kabel geringster Qualität bestätigen²⁶ (Definition der Größen siehe Abbildung 3-6). Installationskabel können auch eine große Schwankungsbreite des Wellenwiderstandes aufweisen, was zu rückgestreuten Wellen führt [Deutsch 98]. Bei CAT-Kabeln aus dem Bereich der Computernetzwerke ist zu beachten, dass der Drahtdurchmesser und damit auch der Widerstandsbelag abweichende Werte aufweist. Je nach Hersteller liegt der Drahtdurchmesser zwischen 0,6 mm und dem amerikanischen Maß AWG24, entsprechend 0,511 mm bei Massivleitern. Installationskabel werden teilweise mit 0,8 mm eingesetzt, ASI-Kabel sogar mit 1,4 mm.

Am Kostenfaktor ist deutlich erkennbar, dass Installations- und CAT-Kabel sehr kostengünstig erhältlich sind. Die CAT-Kabel bieten den Vorteil geringer Kapazität und eines definierten Wellenwiderstandes, Installationskabel sind dagegen mit geringem Widerstandsbelag bei 0,8 mm Drahtdurchmesser erhältlich. Ausführungen aus nicht toxischem, halogenfreiem²⁷ Kunststoffmaterial sind im Gegensatz zu den Feldbus-Spezialkabeln bei geringem Aufpreis problemlos erhältlich.

Abbildung 4-7 zeigt exemplarisch die Leitungsdämpfung²⁸ nach Gleichung 15 (mittlere

| | | |
|---------------------------------|----------------------|---|
| ²⁶ Messung: Dätwyler | J- H(St)H 4x2x0,6 Bd | bestimmt zu $v/c=0,61$; $C'=56\ \text{pF}/\text{m}$ |
| Dätwyler | J- H(St)H 4x2x0,8 Bd | bestimmt zu $v/c=0,59$; $C'=60\ \text{pF}/\text{m}$ |
| [Simons 99] Computerkabel | J-2Y(St)Y 2x2x0,6 | bestimmt zu $v/c=0,64$; $C'=45\ \text{pF}/\text{m}$ |
| [Simons 99] Install.-Kabel | J- Y(St)Y 2x2x0,6 | bestimmt zu $v/c=0,60$; $C'=119\ \text{pF}/\text{m}$ |

²⁷ Im Gegensatz zu den heute meist eingesetzten PVC-Kabeln, werden halogenfreie Kabel aus Polyolefinen, meist Polyethylen (PE), hergestellt. Bei der Verbrennung entstehen, im Gegensatz zu halogenhaltigen Stoffen, keine hochgiftigen Dioxine, lediglich geringe Mengen mindergiftigen Rauches, und bei Kontakt mit Löschwasser kommt es nicht zur Säurebildung. In der Lebensmittelindustrie ist die Verwendung halogenfreier Kabel und Rohre vorgeschrieben, ebenso bei der Verlegung von Kabeln in Treppenhäusern von Gebäuden. Im Sinne des Personenschutzes und unter Berücksichtigung des Entsorgungsweges über Müllverbrennungsanlagen ist die generelle Verwendung halogenfreier Kabel sinnvoll. Auch die elektrischen Eigenschaften sind bei Stoffen wie Polyethylen vorteilhaft, da sich aufgrund einer geringen Polarität geringe Verluste ergeben, so dass Fernmeldeerdkabel standardmäßig aus Polyethylen gefertigt werden.

²⁸ Zur exakten Betrachtung sind die Rechteckimpulse in eine Summe aus Sinusfunktionen zu zerlegen (Fourierreihe) und je nach Frequenz unterschiedlich stark zu bedämpfen.

Linie) entlang eines Installationskabels bis zu einer Länge von 1000 m. Unter der Annahme einer Anschaltung von einem Buskoppler pro Meter Leitungslänge werden die Anschlusskapazität C_{koppler} und der Eingangswiderstand G_{koppler} der Buskoppler aufgrund der quasi gleichmäßigen Verteilung dem Kabel zugeschlagen, so dass sich

$$C' = C'_L + C'_K \text{ mit } C'_K = C_{\text{koppler}} \quad (\text{bei 1 Koppler/m})$$

$$G' = G'_L + G'_K \text{ mit } G'_K = G_{\text{koppler}} \quad (\text{bei 1 Koppler/m})$$

ergeben (untere Linie). Es wird somit eine verlustbehaftete, verzerrungsfreie Leitung mit den Daten $R' = 0,128 \, \Omega$, $C' = 96 \, \text{pF}$ und $G' = 0,83 \, \mu\text{S}$ unter Nutzung von Gleichung 16 angenommen. Mit einem Installationskabel $2 \times 2 \times 0,8$ ergeben sich geringere Dämpfungswerte (obere Linie). Der Verkürzungsfaktor v/c liegt bei 0,60 entsprechend 5,6 ns/m und fällt bei kapazitiver Belastung durch Buskoppler (BK) auf 0,45 entsprechend 7,3 ns/m.

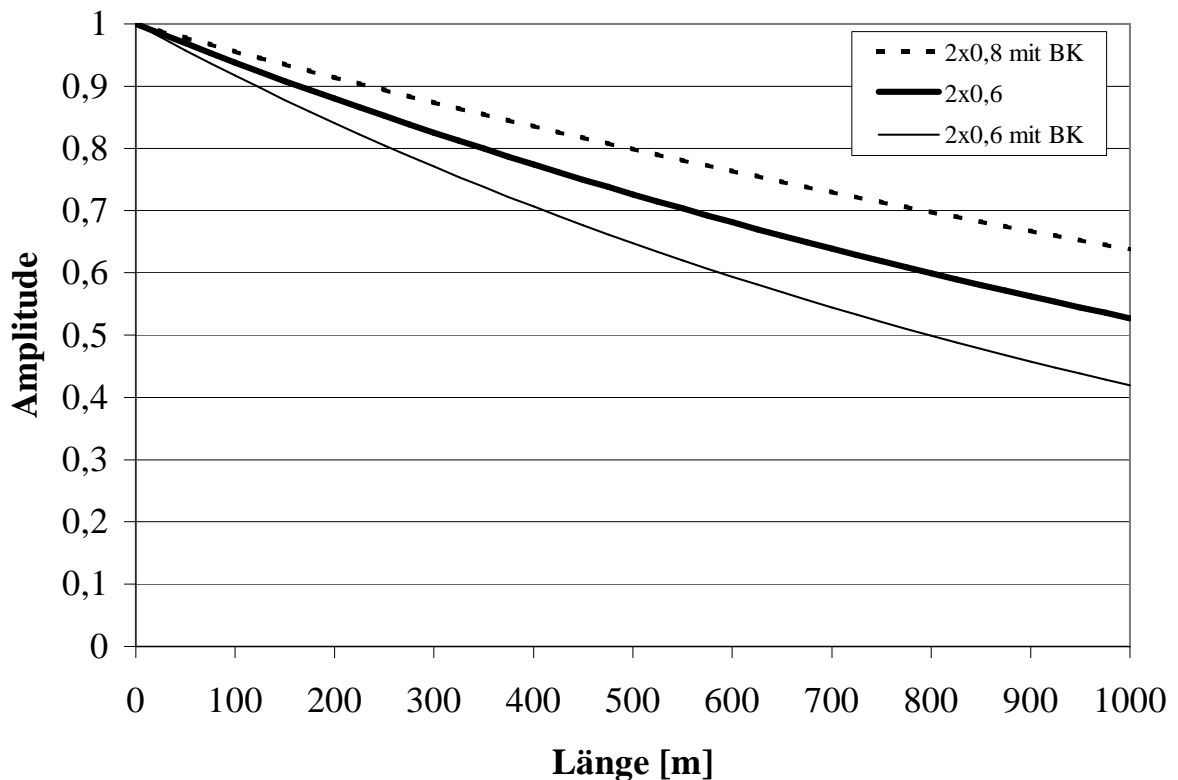


Abbildung 4-7: Dämpfung einer elektrischen Welle bei der Ausbreitung entlang einer Leitung mit 1000 m Länge

4.2.6.3 Wellenausbreitung

Den anschaulichsten Fall der Wellenausbreitung mit der elektrischen Konfiguration nach Abbildung 4-6 stellt das Öffnen eines Schalters am Ende der Leitung dar.

Der Stromfluss I_{\max} wird zum Zeitpunkt T_0 unterbrochen, wodurch sich laut Gleichung 13 ein Spannungssprung von 23 V ergibt. In Summe mit der Transistorspannung vor dem Schaltvorgang von $U_T \approx 1$ V ergibt sich eine Spannung von 24 V, die in Abbildung 4-8b) im Gegensatz zu Abbildung 4-6b) als Spannungsdifferenz aufgetragen ist. Die elektrische Welle läuft unter Dämpfung²⁹ innerhalb der Zeit T_{1000} zur linken Seite, wobei die Stromquelle elektrisch unsichtbar bleibt und die Schaltschwelle U_S im linken Teil unterschritten wird. Am offenen Leitungsende findet zum Zeitpunkt T_{1000} eine Reflexion mit $r = 1$ statt, so dass auch dort eine ausreichend hohe Spannung erreicht wird. Die reflektierte Welle läuft zurück, wobei sich die hin- und rücklaufenden Wellen addieren und nach $1,5 T_{1000}$ die Schaltschwelle auf der gesamten Leitungslänge erreicht wird.

Zu dieser dynamischen Betrachtung ist jedoch laut Superpositionsprinzip die in Abbildung 4-6b) gezeigte statische Spannungsverteilung zu addieren. Somit ergibt sich der Verlauf in Abbildung 4-8c). Die Welle trifft nach $0,5 T_{1000}$ auf die Stromquelle, die beim Überschreiten der Maximalspannung U_D in Sättigung gerät. Zur weiteren Bestimmung der Ausbreitung ist die Welle abschnittsweise zu betrachten, da die Wellenfronten physikalisch keine unendliche große Steigung aufweisen und sich der dynamische Innenwiderstand der Stromquelle im Verlauf des Eintreffens der steigenden Wellenfront entsprechend verändert. Der erste Teil der Wellenfront bis zum Überschreiten der Maximalspannung U_D passiert die Stromquelle aufgrund des hohen dynamischen Innenwiderstandes ungehindert und erreicht bereits nach $1 T_{1000}$ das linke Ende der Leitung, so dass auf der gesamten Leitungslänge die Schaltschwelle überschritten wird. Der zweite Teil der Wellenfront erfährt im Worst-Case³⁰ eine Reflexion mit dem Faktor $r \approx -1$, falls die Stromquelle sofort in Sättigung übergeht. Diese Welle läuft zum Ausgangsort am rechten Leitungsende zurück und reduziert den Spannungspegel auf der Leitung wieder. Dort erfährt sie nach $1 T_{1000}$ eine Reflexion mit $r = 1$, was den Spannungspegel weiter reduziert, ohne jedoch die Schaltschwelle zu unterschreiten.

²⁹ Leitung 2x0,6 mit BK

³⁰ Schlechtester anzunehmender Fall, abhängig von den Randbedingungen wie Bauteiledaten und Flankensteilheit

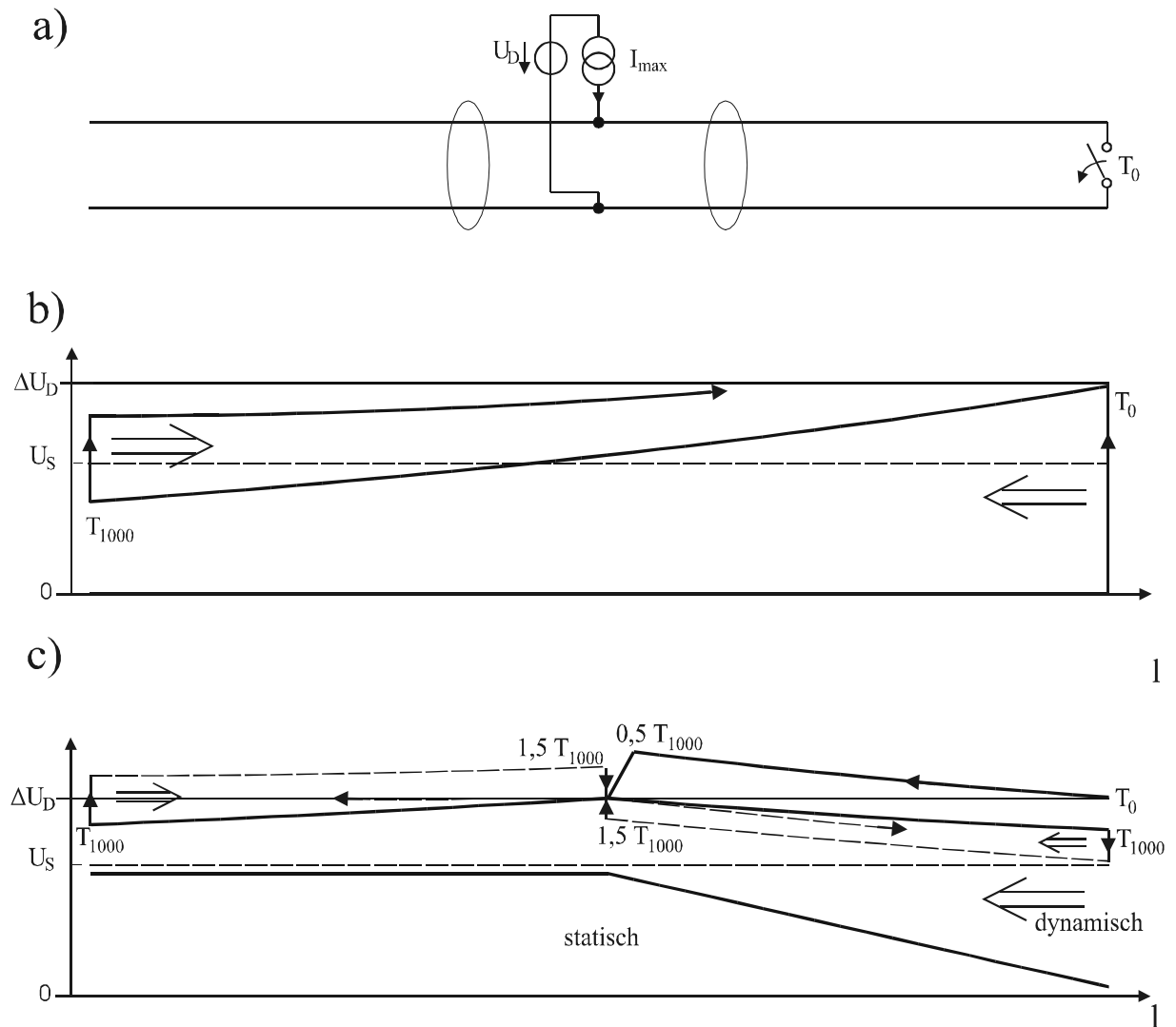


Abbildung 4-8: Verlauf der elektrischen Welle beim Öffnen eines Schalters am Leitungsende

Sowohl diese, als auch die bei $1 T_{1000}$ am linken Leitungsende reflektierte Welle (beide gestrichelt dargestellt), laufen auf die gesättigte Stromquelle zu und erfahren nach $1,5 T_{1000}$ eine Reflexion mit dem Faktor $r \approx -1$, passieren die Quelle daher nicht³¹. Die zum rechten Leitungsende laufende Welle weist nun wieder ein positives Vorzeichen auf, so dass unter Berücksichtigung der weiteren Abschwächung keine negative Beeinflussung des Spannungspegels entlang der Leitung zu erwarten ist. Die zum linken Leitungsende laufende Welle weist zwar ein negatives Vorzeichen auf, ein

³¹ Transmission durch geringfügig von 0 Ohm abweichenden Innenwiderstand nicht berücksichtigt

Unterschreiten der Schaltschwelle ist jedoch aufgrund der bereits stark abgeklungenen Amplitude nicht mehr möglich.

Als Ergebnis ist festzuhalten, dass aufgrund der Leitungsdämpfung auch ohne Abschlusswiderstände bereits nach T_{1000} ein ausreichend stabiler Zustand erreicht wird³².

Das Öffnen des Schalters in der Mitte der Leitung, direkt an der Stromquelle, führt zu ähnlichen Ergebnissen. Zwei Wellen halber Amplitude breiten sich in beiden Richtungen aus und erfahren, wie in Abbildung 4-9b) ersichtlich, nach $0,5 T_{1000}$ eine positive Reflexion. Nach $1 T_{1000}$ treffen die beiden gegenläufigen Wellen aufeinander und überlagern sich additiv, so dass keine Schaltschwellenunterschreitungsgefahr mehr vorliegt. Eine zusätzliche statische Spannung ist nicht zu berücksichtigen, da sich der Schaltvorgang direkt an der Stromquelle abspielt.

Befindet sich der Schalter jedoch zwischen Stromquelle und Leitungsende, so ergibt sich unter Berücksichtigung der statischen Spannungsverteilung der in Abbildung 4-9c) gezeigte Verlauf. Die rechtslaufende Welle erfährt, bei der gezeigten Positionierung des Schalters, nach $0,25 T_{1000}$ eine positive Reflexion, so dass innerhalb des rechten Seitenastes bereits nach $0,25 T_{1000}$ die Schaltschwelle überschritten wird. Die linkslaufende Welle wird nach $0,75 T_{1000}$ positiv reflektiert. Nach $1 T_{1000}$ treffen die beiden gegenläufigen Wellen aufeinander und überlagern sich, so dass sich zu diesem Zeitpunkt entlang der gesamten Leitung ein eindeutiger logischer Pegel ergibt. Weitere Reflexionen und Transmissionen, wie sie beispielsweise nach $1,25 T_{1000}$ an der Stromquelle auftreten, sind ohne Bedeutung.

Wird der Schalter in Richtung der Stromquelle verschoben, so nähert sich das Verhalten dem der Abbildung 4-9b) an, bei Verschiebung in Richtung des Leitungsendes, dem der Abbildung 4-8c).

³² Eine Betrachtung über den Zeitraum $1,5 T_{1000}$ hinaus ist mit diesem Modell der Wellenausbreitung nicht sinnvoll, da Ausgleichsvorgänge entlang der verlustbehafteten Leitung nicht berücksichtigt werden.

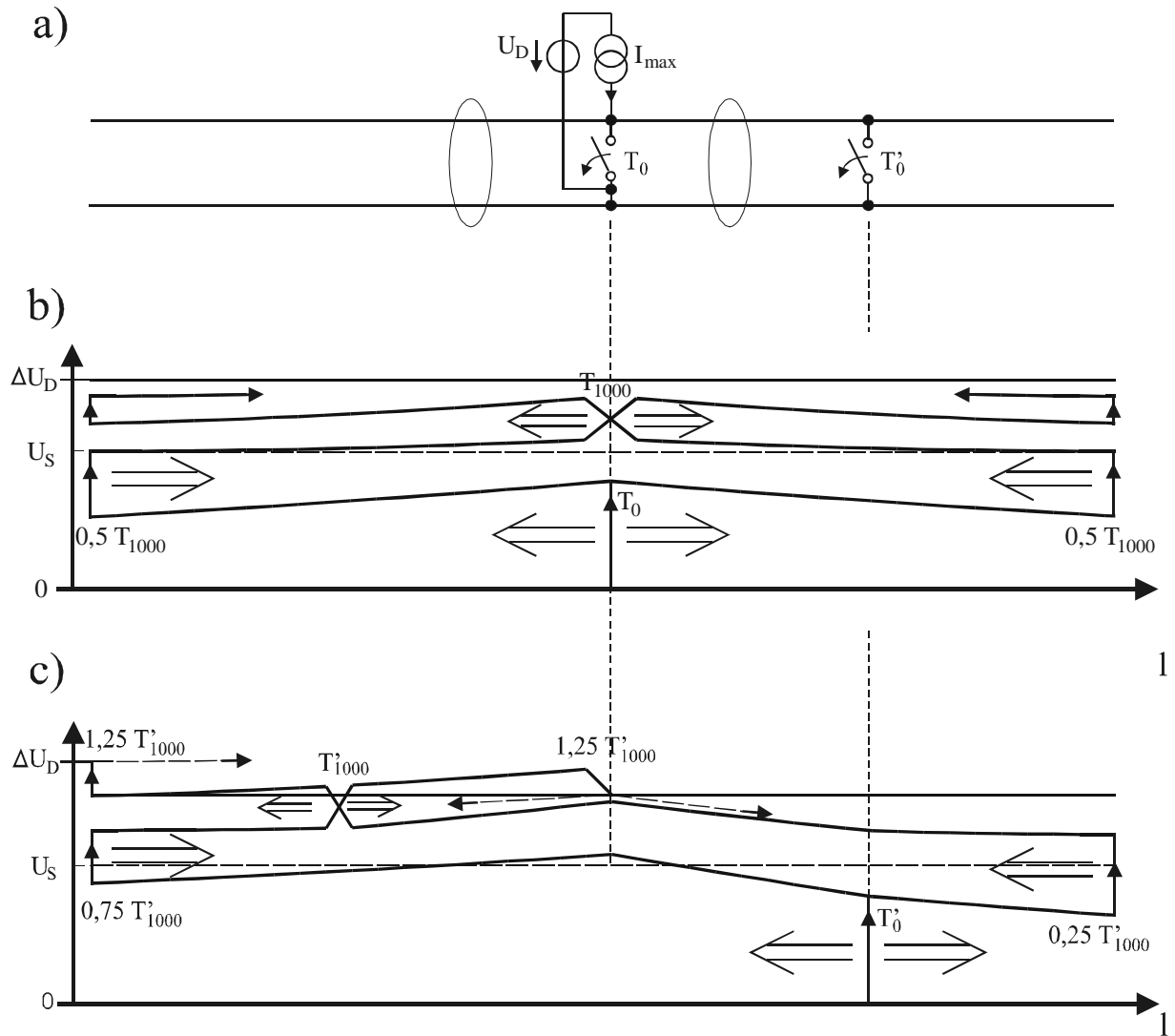


Abbildung 4-9: Verlauf der elektrischen Wellen beim Öffnen eines Schalters in der Mitte b) und im Seitenast c)

Ein anderer Ablauf zeigt sich beim Schließen eines Schalters, im ungünstigsten Fall am Leitungsende. In Abbildung 4-10 sind die Spannungen negiert aufgetragen, um weiterhin eine Betrachtung positiver Wellenfronten zu ermöglichen. Es beginnt sich zwar nach Gleichung 10 eine negative Welle auszubreiten, jedoch wird diese nach $0,5 T_{1000}$ an der gesättigten Stromquelle teilweise reflektiert. Da die Stromquelle mit einem realen Transistor aufgebaut ist, kann der Sättigungszustand nicht schlagartig verlassen werden. Im Worst-Case findet daher eine Reflexion der gesamten Wellenfront am Sättigungsinnenwiderstand³³ der Stromquelle statt. Die Amplitude erhält dabei ein

³³ Innenwiderstand r_i der Stromquelle 12Ω

negatives Vorzeichen und läuft zum Ausgangsort zurück. Dort trifft sie auf den geschlossenen Schalter und wird bei der Reflexion erneut invertiert³⁴, läuft also mit dem ursprünglichen Vorzeichen in Richtung Stromquelle, die sich bei diesem Zweitkontakt mit hohem dynamischen Innenwiderstand und damit transparent darstellt, so dass die Welle ungehindert zum linken Leitungsende laufen kann. Dargestellt ist die Ausbreitung bis $2,25 T_{1000}$ (gestrichelte Linie).

Bei der Reflexion an der Stromquelle nach $0,5 T_{1000}$ entsteht eine zweite, transmittierte Welle. Diese läuft bis zum linken Leitungsende (T_{1000}) und erhöht beim Rücklaufen den Spannungspegel auf der Leitung weiter, der jedoch noch nicht an die Schaltschwelle U_S heranreicht. Diese Welle ist bis $1,75 T_{1000}$ dargestellt. Erst nach etwa $2,25 T_{1000}$ ist die Schaltschwelle auf der gesamten Leitung überschritten, wobei sich die Festlegung der Schaltschwelle U_S auf $2/3$ der Maximalspannung U_D hier als vorteilhaft erweist, da sonst eine noch größere Zeitspanne abzuwarten wäre.

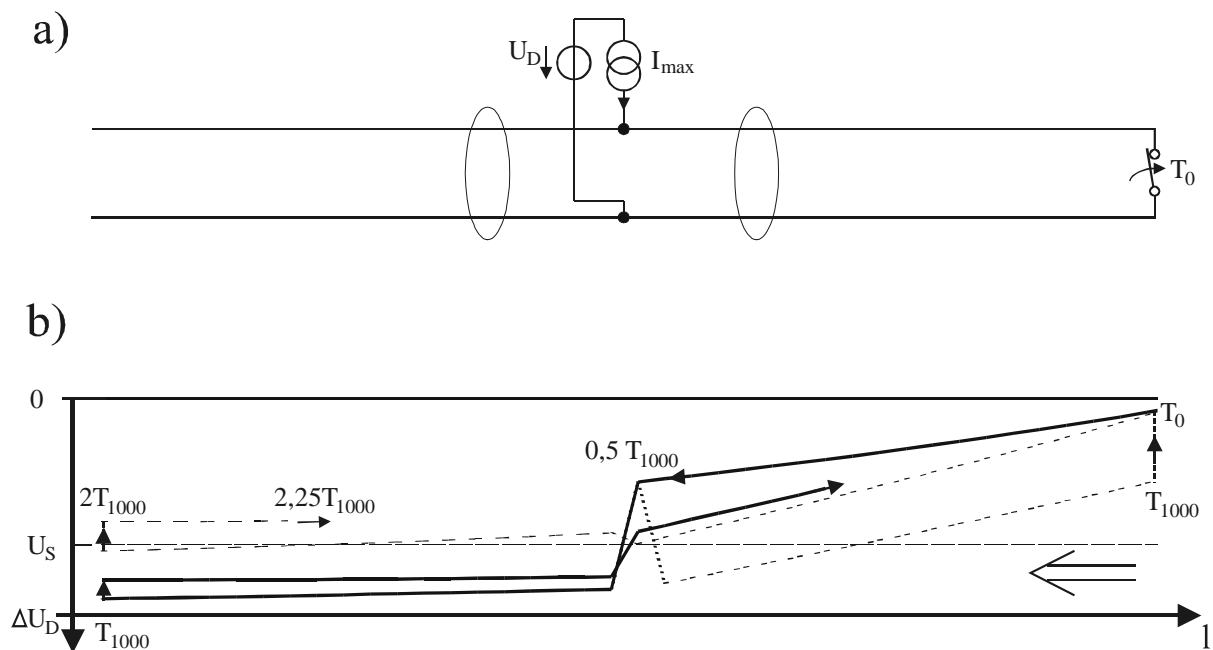


Abbildung 4-10: Verlauf und Aufspaltung der elektrischen Welle beim Schließen eines Schalters am Leitungsende

Sollte sich der Schalter nicht am Leitungsende befinden, so wird der Vorgang verkürzt und das Leitungssegment jenseits des Schalters abgetrennt. Innerhalb dieses abgetrennten Segments läuft laut Gleichung 12 eine Welle hin und her, bis die Amplitude

³⁴ Reflexionsfaktor $r \approx -0,92$

durch den Einfluss der Dämpfung unter U_S abgeklungen ist, was spätestens $1 T_{1000}$ nach Entstehen der Welle der Fall ist (vergleiche Abbildung 4-7). Innerhalb des Abschnitts können keine Spannungen auftreten, die stärker als die Amplitude der gedämpften, ursprünglichen Welle vom Zielwert abweichen, da niemals zwei Reflexionen mit $r = 1$ hintereinander erfolgen, sondern immer durch $r \approx -1$ des Schalters unterbrochen werden.

Schließt mehr als ein Schalter, so zerfällt die Leitung in entsprechend viele Segmente mit je zwei laufenden Wellen. Öffnen mehrere Schalter gleichzeitig, ergeben sich mehrere Wellen entsprechend den vorher fließenden Teilströmen.

Sollte die Länge der Leitung geringer als 1000 m sein, so wird der Dämpfungseinfluss pro Leitungsdurchlauf geringer, jedoch erfolgen innerhalb der gleichen Zeitspanne T_{1000} mehrere Durchläufe, so dass es ebenfalls zu einem rechtzeitigen Abklingen kommt.

Um die Zeitspanne von $2,25 T_{1000}$ zu verkürzen und kritische Situationen bei erhöhter Dämpfung zu vermeiden, ist das Reflexionsverhalten an der Stromquelle zu verbessern. Der Beginn eines dominanten Zustandes lässt sich durch eine Belastungserkennung an der Stromquelle ermitteln, unabhängig von der an diesem Punkt anliegenden Spannung. Durch Auswertung dieser Information kann ein Pseudo-Buskoppler beziehungsweise Repeater durch Schließen eines Schalters innerhalb kurzer Zeit³⁵ eine Welle großer Amplitude an der Stromquelle auslösen (Abbildung 4-11). Die Einschaltdauer ist mindestens T_{1000} zu wählen, damit ein vollständiges Hin- und Rücklaufen der Welle durch den Seitenzweig möglich ist (zum Verhalten beim Schließen von zwei Schaltern, siehe oben). Anschließend darf der Schalter jedoch nicht schlagartig öffnen, da sich sonst eine neue Wellenfront mit steigender Flanke ausbilden würde, was innerhalb des zeitlichen Abtastungsbereiches der Busknoten zu falschen logischen Pegeln führen kann. Daher ist durch einen Impulsformer für einen Abschaltvorgang mit geringer Steigung der Stromkurve zu sorgen, so dass die Höhe der über eine große Zeitspanne gestreckten Wellenfront vernachlässigbar klein bleibt³⁶. Durch diese Maßnahme ist ein Erreichen der Schaltschwelle bereits innerhalb der Zeitspanne $1 T_{1000}$ möglich.

³⁵ Zeitverzug je nach Realisierung 200 ns oder geringer. Aus Gründen der Störsicherheit ggf. größer wählen.

³⁶ $4 T_{1000}$ oder größer

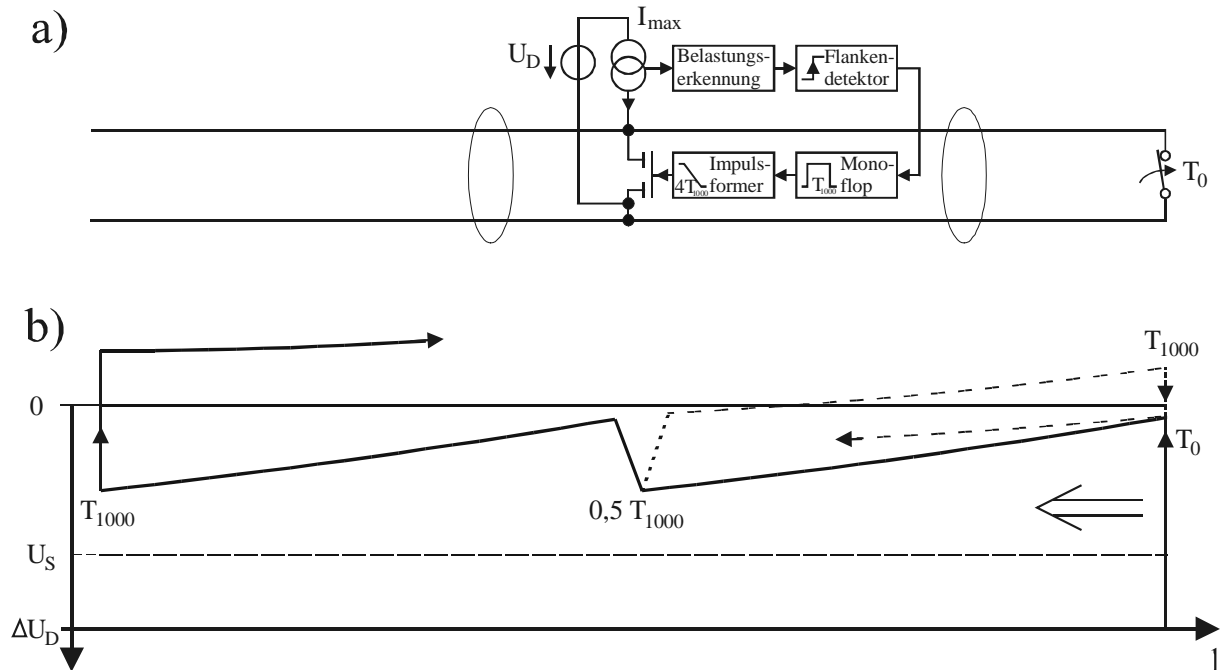


Abbildung 4-11: Verbesserter Verlauf der elektrischen Welle beim Schließen eines Schalters durch Einsatz eines Repeaters an der Stromquelle

Die Ergebnisse der Wellenbetrachtungen wurden experimentell verifiziert und positiv bestätigt (siehe auch Kapitel 1).

4.2.6.4 Betrachtung von Verzweigungen

Abweichungen von der Standard-Linientopologie ermöglichen eine wesentlich größere Flexibilität bei der Verkabelung des Bussystems. An den dann entstehenden Verzweigungsstellen treten jedoch Reflexionen auf und die durch Transmission entstehenden Wellen laufen entlang der abgehenden Leitungsstränge. Unter Zugrundelegung einer Beschränkung der Summe aller Leitungslängen auf den bereits definierten Wert für die maximale Längenausdehnung lässt sich das Verhalten von Verzweigungen mit beliebiger Stranganzahl untersuchen.

Als Beispiel sei ein Leitungsabschnitt von 300 m Länge betrachtet. Ohne Verzweigung würde eine hinlaufende Welle nach $1 T_{300}$ das Leitungsende und nach $2 T_{300}$ wieder den Anfang der Leitung erreichen, wo sich unter Berücksichtigung der Leitungsdämpfung von $a^2 = (\alpha_{300})^2$ ein Spannungspegel laut Abbildung 4-13 ($n = 1$, offenes Ende) einstellen würde. Findet statt dessen eine Verzweigung auf n Leitungen statt, so ergeben sich die im Impulsfahrplan in Abbildung 4-12 oben dargestellten Reflexions- und Transmissionsfaktoren. Nach der Laufzeit $2 T_{300}/n$ treffen alle rücklaufenden Wellen

der n Leitungen wieder auf die Verzweigungsstelle, so dass sich für jede dieser durch die Dämpfung a_n^2 abgeschwächten Wellen wiederholt Reflexion und Transmission ergeben und jede der n Leitungen Transmissionen der anderen $n-1$ Leitungen erhält³⁷. Die mathematische Aufbereitung der Spannungspegel ist in Abbildung 4-12 abzulesen und bis zur allgemeinen Form mit n Leitungslaufzeiten T_{300}/n entwickelt. An den Ausbreitungspfeilen ist die Höhe der Wellenfront vermerkt, am Leitungsende und der Verzweigungsstelle sind, für die Zeitpunkte Δt nach und Δt vor der Reflexion, die Summen der Wellenfronten und somit der Spannungspegel der Leitung an diesem Punkt aufgetragen. Für die zuführende Leitung ist lediglich der Spannungspegel für den Zeitpunkt Δt nach der Reflexion angegeben. In Abbildung 4-13 sind die Spannungspegel für den Parameter $n = 1, 4, 15, 300$ bis zur Zeit $4 T_{300}$ aufgetragen³⁸. Nach der Zeitspanne $2 T_{300}$ liegt der Amplitudenwert für $n = 300$ lediglich 9 % unter dem Wert für $n = 1$, nach $1 T_{300}$ ist der Wert für $n = 300$ sogar größer als für $n = 1$. Im Zeitbereich zwischen $1 T_{300}$ und $2 T_{300}$ ergibt sich somit eine Verbesserung gegenüber $n = 1$, da frühzeitig höhere Spannungswerte erreicht werden. Eine Verschlechterung der in Unterabschnitt 4.2.6.3 beschriebenen Ausbreitungseigenschaften des Gesamtsystems ist daher nur in geringem Maße zu erwarten³⁹.

4.2.6.5 Störempfindlichkeit

Die Störempfindlichkeit ist für den dominanten und rezessiven Pegel getrennt zu betrachten. Im dominanten Zustand ist mindestens ein Transistor geschlossen, so dass die beiden Adern der Datenleitung niederohmig miteinander verbunden sind. Kapazitiv eingekoppelte Ströme zeigen daher kaum Auswirkungen, insbesondere da sie im Verhältnis zu dem durch die zentrale Stromquelle gelieferten Strom zu gewichten sind. Induktiv eingekoppelte Spannungen sind aufgrund der verdrehten Leitung auf beiden Adern in gleicher Höhe zu erwarten, was durch die differenzielle Auswertung des Spannungspegels keine Fehler hervorruft. Zusätzlich werden Spannungsunterschiede durch Ausgleichsströme über geschlossene Transistoren kompensiert.

³⁷ Die zuführende Leitung sei als ausreichend lang und damit reflexionsfrei angenommen.

³⁸ Bei $n = 300$ beträgt die Länge pro Stichleitung lediglich noch 1 m mit je einem Koppler pro Stichleitung. Ein größerer Wert für n erscheint daher nicht sinnvoll.

³⁹ Eine weitergehende Betrachtung beliebiger Anordnungen mit kaskadierten und verschachtelten Verzweigungen lässt sich formelmäßig nicht mit vertretbarem Aufwand durchführen. An dieser Stelle würde lediglich eine Simulation mit Berücksichtigung aller Dämpfungs- und Ausgleichvorgänge eine heuristische Untersuchung ermöglichen.

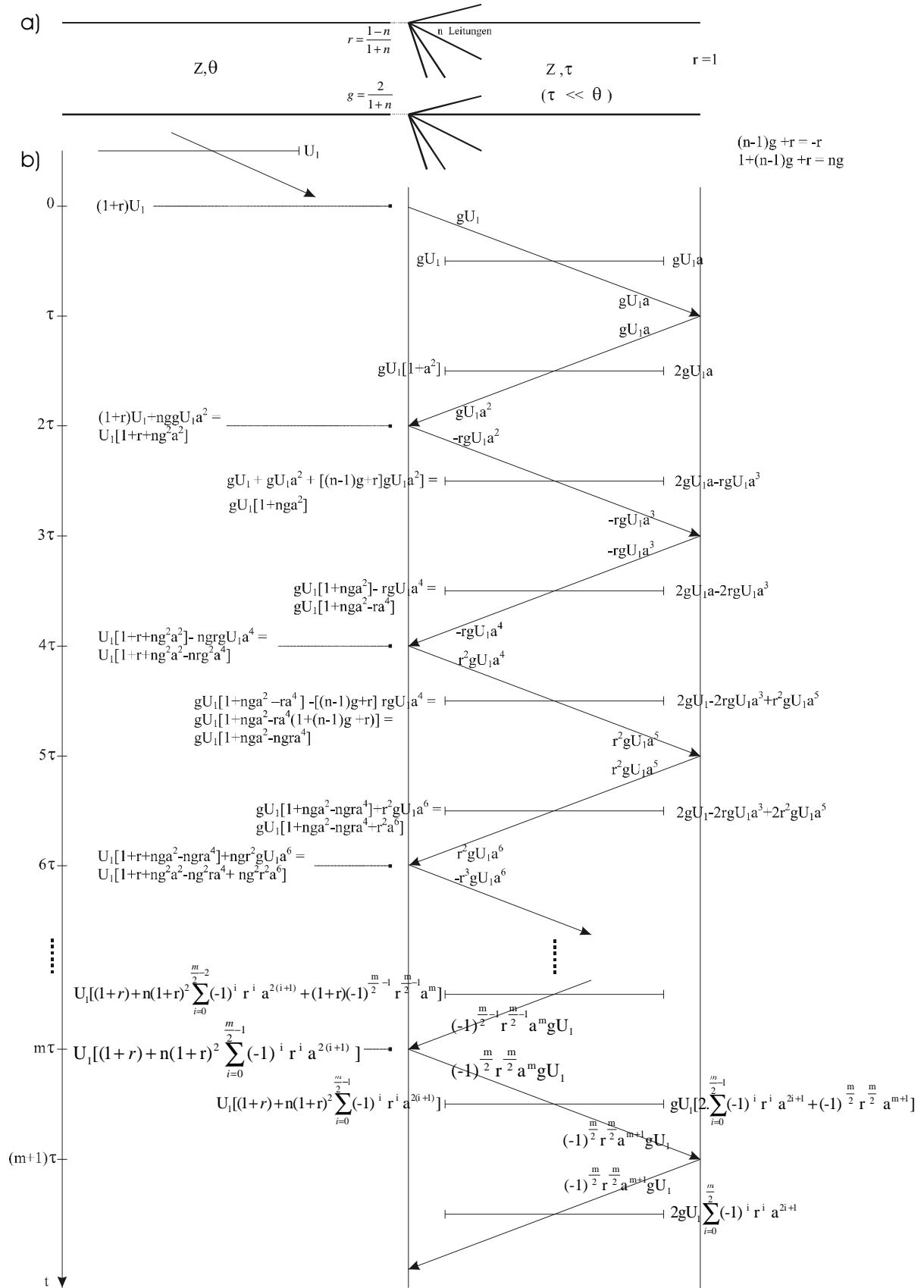


Abbildung 4-12: Einfluss auf die Wellenausbreitung bei einer Verzweigung auf n Leitungen, a) expl. Struktur, b) expl. Funktion

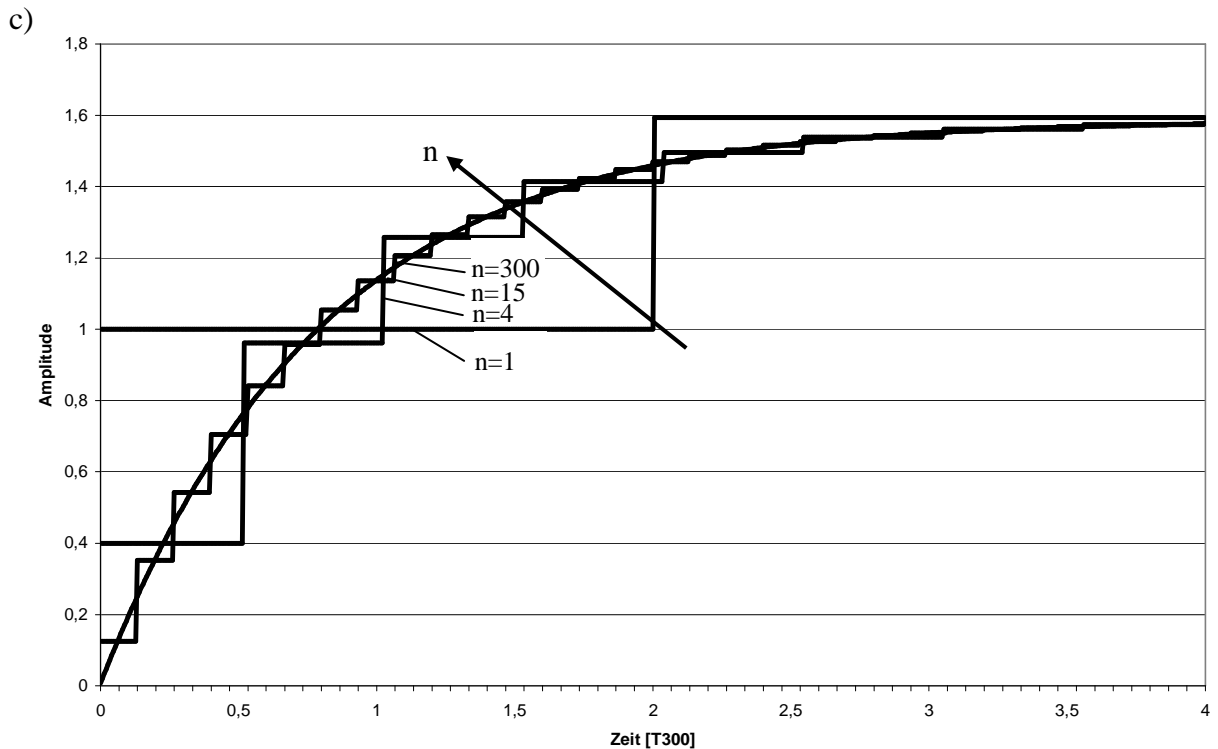


Abbildung 4-13: Einfluss auf die Wellenausbreitung bei einer Verzweigung auf n Leitungen, c) expl. Verhalten am Verzweigungspunkt für den Zeitpunkt Δt nach der Reflexion

Im rezessiven Zustand sind zwar alle Transistoren geöffnet, jedoch zeigt die in Sättigung befindliche Stromquelle einen geringen absoluten sowie dynamischen Widerstand. Sollte sich die Spannungsdifferenz im rezessiven Zustand durch Einkopplungen verringern, so steuert die Quelle mit einem großem Strom gegen. Somit existiert in keinem der beiden Fälle ein hochohmiger Zustand.

4.3 Optimierung der elektrischen Leistungsaufnahme des Gesamtsystems

Neben der Festlegung der maximalen Leistungsaufnahme pro Busknoten ist die Frage zu beantworten, ob durch ein Energiemanagement innerhalb der Knoten eine weitere Reduktion erreicht werden kann. Dies wäre lediglich durch Abschaltung von Teileinheiten oder Versetzen des Mikrocontrollers in den „Sleep“-Zustand möglich. Da der optimierte Busknoten aus lediglich einer zentralen Einheit besteht, entfällt die Möglich-

keit einer Teilabschaltung. Ein genereller „Sleep“-Zustand des Controllers ist nicht möglich, da der Datenverkehr auf dem Busmedium zu überwachen ist. Denkbar wäre ein Aufwecken durch Hardware-Flankendetektion und Abschaltung nach Telegrammende. Neben dem Problem, dass nach dem Wiederanlaufen des Controllers eine Softwaresynchronisation auf den detektierten Startimpuls mangels zeitlich exaktem Anlauf- und Einschwingverhalten des Quarzoszillators praktisch nicht möglich ist und somit eine Hardwarerealisierung ohne Quarzbasis notwendig wäre, würde sich eine annähernd proportionale Abhängigkeit der Stromaufnahme des Gesamtsystems von der Busauslastung ergeben, da bei jedem Telegrammstart alle Busknoten die Zieladresse zu überprüfen hätten. Stromsparende automatische Teilabschaltungen innerhalb des eingesetzten Mikrocontrollers bleiben von dieser Betrachtung unbenommen. Auch sind Sensoren und Aktoren unter Umständen regelmäßig zu bedienen, was ein periodisches Einschalten des Mikrocontrollers und damit periodische Stromspitzen mit sich bringen würde. Insbesondere Schwebungen zwischen den nicht synchron laufenden Bedienungsvorgängen in verschiedenen Busknoten könnten auftreten und im ungünstigen Fall zu einer Addition der Stromimpulse führen.

Die Qualität der Datenübertragung würde bei den in Betracht kommenden Maßnahmen trotz Entkopplung unter den impulsartigen Belastungen leiden, insbesondere bei hohen Busauslastungen würde die Übertragungsqualität gemindert. Zur Kompensation wäre zusätzlicher Hardwareaufwand notwendig, welcher der Optimierung entgegenlaufen würde. Aus der Summe der genannten Gründe ist daher ein Festhalten an einer konstanten Stromaufnahme geboten.

Ein weiterer Punkt ist die kontinuierliche Versorgung von optischen Anzeigeelementen, die dauerhaft mit einem Mindeststrom zu versorgen sind (siehe Abschnitt 4.4.3).

Die Sensoren und Aktoransteuerungen sind ebenfalls mit Energie zu versorgen. Bei festgelegtem Stromniveau sollte somit zur Bereitstellung einer möglichst großen Leistung eine möglichst große nutzbare Spannung beim Busknoten abgreifbar sein, um aufwendige Schaltwandler zu vermeiden. Der größte Teil der Sensoren/Aktoren benötigt lediglich eine geringe elektrische Leistung. Ein höherer Leistungsbedarf besteht beispielsweise bei Relais, die mit Spannungen von 18-26 V stromsparend versorgt werden können. Lediglich ein kleiner Teil ist mit kostenintensiven Spannungsumsetzern zu versehen, um bei kleinen Spannungen hohe Ströme zu ermöglichen. Tabelle 4-3 listet dazu einige Beispiele auf, wobei dies im Vorgriff auf die im Unterkapitel 6.3 beschriebene Umsetzung des Systems geschieht, da die Kenntnis der späteren Realisierung eine sinnvolle Dimensionierung ermöglicht. Der Leistungsbedarf ist im Allgemeinen so gering, dass eine kostengünstige direkte Ankopplung an die 3 oder 5 V Spannungsversorgung des Buskopplers vorgenommen werden kann. Der Strombedarf von Signalleuchten ist jedoch so groß, dass keine direkte Versorgung möglich ist. Die

Häufigkeit dieses Anwendungsfalls lässt jedoch keinen kostenintensiven Umsetzer zu, so dass eine spezielle, kostengünstige Nutzung des 18 V Spannungsniveaus ohne zusätzlichen Strombedarf zu finden ist. Relais hoher Schaltleistung (Leistungsrelais) sind direkt mit 18 V zu versorgen, eine impulsförmige Ansteuerung reduziert dabei den Strombedarf drastisch⁴⁰. Lediglich bei Verwendung elektronischer Relais ist ein Schaltspannungsumsetzer hohen Wirkungsgrades erforderlich, wobei sich auch in diesem Fall die Frage nach einer möglichen Impulsansteuerung stellt.

| Sensor/Aktor | Leistungsbedarf | Einsatzhäufigkeit | Versorgung | Kosten |
|------------------------|---------------------|-------------------|-----------------|--------|
| Kontakte | 0,05 mA / 3 V | hoch | Busknoten | gering |
| Kleintransistoren | 0,01 mA / 5 V | mittel | Busknoten | gering |
| Optokoppler | 0,1 mA / 2 V | mittel | Busknoten | gering |
| Leistungs-transistoren | 0,1 mA / 5 V | klein | Busknoten | gering |
| Temperaturfühler | 0,2 mA / 5 V | mittel | Busknoten | gering |
| Signalleuchten | 2,0 mA / 2 V | hoch | Pegel-anpassung | mittel |
| Leistungsrelais | Impuls 50 mA / 18 V | klein | 18 V direkt | gering |
| Elektronische Relais | 8,0 mA / 2 V | mittel | Umsetzer | hoch |

Tabelle 4-3: Auflistung von Sensoren/Aktoren bezüglich Leistungsbedarf, Einsatzhäufigkeit und Kosten

Ausgewählte Mikrocontroller ausreichender Rechenleistung sind mit einer Energieversorgung von 0,8 mA bei 3 V oder 1,6 mA bei 5 V erhältlich (siehe Abschnitt 4.4.1). In Kombination mit der Versorgung von je ein bis zwei Sensoren/Aktoren pro Busknoten ergeben sich demnach zwei Möglichkeiten: Entweder eine 5 V Versorgung bei ca. 2 mA Stromaufnahme oder eine 3 V Versorgung bei ca. 1 mA Stromaufnahme. Letztere Möglichkeit beinhaltet jedoch die Notwendigkeit, für 5 V Sensoren/Aktoren

⁴⁰ Ein Speicherkondensator stellt die notwendige Energie bereit, um eine impulsförmige Belastung der Energieversorgung zu verhindern.

eine eigene Spannungsversorgung bereit zu stellen sowie eine Pegelanpassung zum Mikrocontroller vorzunehmen.

Die Wahl der Versorgungsspannung für das Gesamtsystem unterliegt gewissen Grenzen. Die maximale Spannung im Bereich der Schutzart „Schutzkleinspannung“ (Schutzklasse III, SELV) beträgt 120 V Gleichspannung. Ein Schutz gegen direktes Berühren wird laut DIN VDE 0100 ab 60 V Gleichspannung gefordert, wobei ein Arbeiten unter Spannung bei Überschreitung dieses Grenzwertes ohne Schutzausrüstung nicht zulässig ist. Weiterhin sind die Spannungsabfälle entlang der Leitung sowie die knoteninternen Spannungsabfälle an Entkopplungs- und Schutzelementen zu beachten. Insbesondere bieten sich die im KFZ-Bereich zukünftig übliche Spannung von 42 V⁴¹ oder die bei anderen Feldbussystemen wie EIB übliche Spannung von 28 V an.

Erheblichen Einfluss auf die notwendige Versorgungsspannung und damit auf die maximale Ausdehnung des Systems besitzt auch die Anordnung der Busknotenenergieversorgung. Eine Kombination mit der zentralen Datenenergieversorgung bietet sich dabei an, so dass eine mittige Platzierung entsteht. Betrachtet werden soll jedoch auch eine einseitige Platzierung am Ende sowie die Möglichkeit, lange Seitenäste mit zusätzlichen Einspeisungen auszustatten. Diese zusätzlichen Stützspannungen sind bei 2/3 der Astlänge zu platzieren, so dass ein 500 m langer Seitenast aus drei Teilästen mit einer Leitungslänge von 166 m besteht⁴².

Weiterhin ist davon auszugehen, dass die Busknoten im Mittel gleichmäßig über die Leitungslänge verteilt werden, bei 1000 Knoten und 1000 m Leitungslänge also 1 Knoten pro Meter. Denkbar wäre jedoch auch eine konzentrierte Anordnung. Im ungünstigsten Fall befinden sich alle Knoten am Ende eines Astes, also beispielsweise 500 Knoten am Ende einer 500 m langen Leitung. Beliebige Zwischenlösungen sind denkbar.

Die Wahl des Kabeltyps besitzt zwar aus Sicht des Systemdesigns keine große Bedeutung, jedoch ist die logistische Verfügbarkeit⁴³ und somit die Kosten zu berücksichtigen. Auch der organisatorische Aufwand bei der Handhabung unüblicher Kabeltypen sowie der damit einhergehenden Gefahr von möglichen Fehlinstallationen ist nicht zu vernachlässigen. Somit kommen lediglich Standardkabel mit 0,6 oder

⁴¹ Drei Bleiakkumulatoren mit einer Nennspannung von 12 V und einer Ladeschlussspannung von 14 V in Reihenschaltung.

⁴² Optimal wäre ein etwas geringerer Abstand als 2/3, wie aus Abbildung 4-16 ersichtlich ist.

⁴³ Insbesondere auch für Kleininstallationen mit geringen Abnahmemengen.

0,8 mm Drahtdurchmesser in Frage, wobei 0,6 mm den am häufigsten genutzten Wert darstellt und im Bestand, beispielsweise bei Telefonanlagen, meist anzutreffen ist. Es handelt sich daher um den kleinsten gemeinsamen Nenner.

Bei der Untersuchung der Konfigurationsmöglichkeiten ergeben sich sechs orthogonale Dimensionen, die in Tabelle 4-4 aufgeführt sind.

| | |
|----|---|
| 1. | Kabeltyp: 0,6 mm oder 0,8 mm Drahtdurchmesser |
| 2. | Sensor/Aktorspannung: 5 V oder 18 V |
| 3. | Knotenstromaufnahme: 1 mA bei 3 V oder 2 mA bei 5 V |
| 4. | Anordnung der Energieversorgung: einseitig am Ende, mittig, mittig mit zusätzlichen Netzteilen |
| 5. | Verteilung der Knoten: äquidistant (1 Knoten/m) bis konzentriert |
| 6. | Versorgungsspannung: 28 V, 42 V, 60 V oder Zwischenwerte |

Tabelle 4-4: Konfigurationsparameter bei der Untersuchung der integralen Energiezuführung des optimierten Systems

Der aus den ersten fünf Dimensionen aufgespannte Merkmalsraum soll im Folgenden untersucht und die daraus resultierenden Zahlenwerten der sechsten Dimension mit den Standardwerten verglichen werden.

4.3.1 Symmetrische Energiezuführung

Die elektrische Trennung von Datenübertragung und Energieversorgung wird üblicherweise über Transformatoren oder DC/DC-Konverter in Kombination mit Optokopplern durchgeführt. Ziel ist es dabei, einen möglichst großen Widerstand zwischen beiden Teilsystemen zu garantieren, so dass keine gegenseitige Beeinflussung auftritt. Die aufgeführten Lösungen bedingen jedoch hohe Kosten, Volumen, Gewicht und Abwärme (beeinflusst unter Umständen Messaufnehmer). Einige Systeme wie EIB realisieren eine Energieübertragung über die Datenleitung. Zur Abtrennung der Informationen werden jedoch Übertragertransformatoren mit den gleichen Nachteilen wie Transformatoren, abgesehen von der Abwärme, benötigt. Deshalb wird hier ein gänzlich anderer Ansatz verfolgt, der in Abbildung 4-14 dargestellt ist. Die Energieeinspeisung erfolgt über ein zusätzliches Adernpaar ohne galvanische Entkopplung zur Datenübertragung. Es fällt nicht ins Gewicht, dass hierfür vier statt zwei Adern

notwendig sind, da die bei der Installation eingesetzten Rundkabel grundsätzlich mindestens vier Adern enthalten. Beim EIB wird, trotz der Nutzung von lediglich zwei Adern, ausdrücklich die Verlegung von vier Adern empfohlen, um aufgrund der begrenzten Teilnehmerzahl pro Bussegment eine Reserve zu garantieren. Auch beim ASI wird neben einem Adernpaar zur Daten- und Energieübertragung häufig ein weiteres Adernpaar zur Bereitstellung zusätzlicher Hilfsenergie (24 V oder 230 V) eingesetzt. Der Interbus verwendet, aufgrund des in einem Kabel zusammengefassten Ringes, ebenfalls mindestens zwei Adernpaare sowie eine Masseader und gegebenenfalls zwei Energieversorgungsadern.

Ein großer Widerstand zwischen Energie- und Datenübertragung kann auch auf anderen Wegen ohne elektrische Trennung erreicht werden. Abbildung 4-14 zeigt dazu einen Vorschlag unter Nutzung von Stromquellen beziehungsweise Strombegrenzungen. Beide Polaritäten der Stromversorgung werden innerhalb der Busknoten über Stromquellen geführt, da diese einen hohen Innenwiderstand aufweisen und somit die geforderte Trennung bewerkstelligen. Insbesondere der dynamische Innenwiderstand, der für Reflexionen von Wanderwellen maßgeblich ist, weist einen großen Wert von circa $500\text{ k}\Omega$ auf. Die Realisierung lässt sich mit einfachen und kostengünstigen Bauteilen ausführen. Im einfachsten Fall reicht als einziges Bauteil ein selbstleitender Depletion MOSFET oder Sperrschicht-FET aus, in dieser Form auch als Feldeffektdiode bezeichnet [Tietze/Schenk 93].

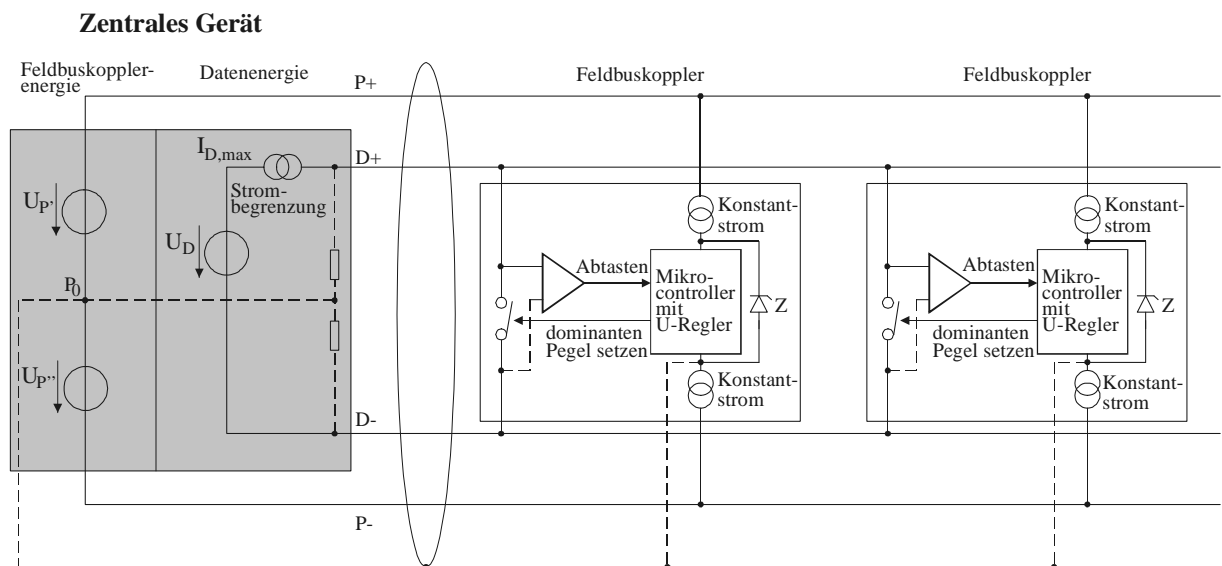


Abbildung 4-14: Konfiguration eines Feldbussystems mit Stromquellen in beiden zuführenden Leitungen der Energieversorgung

Um zu gewährleisten, dass die Stromquellen nicht in die Sättigung geraten und somit ihre hochohmigen Eigenschaften verlieren, wird über den Mikrocontroller eine Z-Diode geschaltet, die den notwendigen Stromfluss sicherstellt. Weiterhin ist zu garantieren, dass eine Mindestspannung über den Stromquellen nicht unterschritten wird. Die Z-Spannung ist dabei, unter Berücksichtigung einer Reserve, oberhalb der vorgesehenen inneren Betriebsspannung zu wählen. Sollten geringe Unsymmetrien in den Stromquellen auftreten, so werden diese über den als Potenzialausgleichsleitung fungierenden Kabelschirm abgeführt, was der Verschaltung beim CAN in Abbildung 3-7 mit Schirmnutzung entspricht. Problematisch bei dieser Konfiguration ist die Tatsache, dass zur Abtastung des Eingangssignals ein Komparator mit großem Gleichtaktbereich notwendig ist. Ähnlich verhält es sich mit den Ausgangstreibern, die zwei Anschlüsse ohne Bezug zur Masse des Busknotens zu bedienen haben, so dass ein einfacher Transistor nicht ausreichend ist.

Unter Verzicht auf einen Teil der Symmetrie besteht jedoch die Möglichkeit, statt des Kabelschirmes die D- Ader als Potenzialausgleich einzusetzen. Dabei entfallen alle gestrichelt gezeichneten Verbindungen. Innerhalb der Busknoten wird eine Verbindung zwischen der Schaltungsmasse und der D- Ader hergestellt, im zentralen Gerät entsprechend eine Verbindung zwischen D- und P_0 . Dadurch sind als Ausgangstreiber der Busknoten einfache Transistoren einsetzbar und der Komparator kann durch einen einfachen Schmitt-Trigger ersetzt werden. In Folge dieser Maßnahme erhöht sich jedoch die kapazitive Kopplung zwischen D- und der Umgebung durch die Kapazität zwischen Busknoten und Erde, so dass die Gefahr von Störeinkopplungen steigt. Weiterhin ist, aufgrund des Spannungsabfalls entlang der D- Leitung im dominanten Zustand, die zu garantierende Mindestspannung über der $P+$ Stromquelle entsprechend zu erhöhen. Bei Schaltvorgängen der Ausgangstreiber kommt es lokal zu einer Potenzialverschiebung von D- in Bezug auf $P-$ und $P+$. Da sich die Spannungssprünge symmetrisch auf D- und D+ aufteilen, ist bei genauer Betrachtung jeweils die halbe Spannung der Sprungvorgänge beim Öffnen und Schließen⁴⁴ des Ausgangstreibers als Reserve zu berücksichtigen.

Unter Annahme der Spannungsparameter laut Tabelle 4-5 ist auf der Versorgungsleitung ($P+$, $P-$) ein Spannungsabfall von 15 V zulässig. Mögliche Konfigurationen, die sich aus Tabelle 4-4 ergeben, sind in Tabelle 4-6 aufgelistet.

Aus Tabelle 4-6 ist ersichtlich, dass entweder ein Drahtdurchmesser von 0,8 mm oder die Verwendung von 3 V Knoten angezeigt ist. Unter Zugrundelegung der durchaus

⁴⁴ Die in Abbildung 4-11 sichtbaren Überschwinger werden durch die Reverse-Dioden der Schalttransistoren eliminiert.

zumutbaren mittigen Anordnung der zentralen Energieversorgung und der Annahme einer gleichmäßigen Verteilung der Busknoten entlang der Leitung ist es bei Verwendung von 3 V Knoten möglich, mit einer Versorgungsspannung kleiner 60 V die gewünschten 18 V für Sensoren und Aktoren bereit zu stellen. Beim Einsatz von 5 V Knoten wird dieses Ziel knapp verfehlt, so dass entweder lediglich 5 V für Sensoren und Aktoren bereit stehen oder die Versorgung durch zusätzliche Netzteile zu stützen ist. Letzteres ermöglicht sogar eine konzentrierte Anordnung der Busknoten und deckt somit alle Eventualitäten ab.

| Bezeichnung | Wert | Bemerkung |
|---|------|----------------------------------|
| U_P | 40 V | |
| $U_{P''}$ | 20 V | somit $U_{P,ges} = 60 \text{ V}$ |
| Sensor-/Aktorspannung | 18 V | |
| LDO Spannungsregler und Reserve | 2 V | somit $U_Z = 20 \text{ V}$ |
| Mindestspannungsabfall über Stromquelle | 2 V | somit Summe int. Abfälle 4 V |
| Reserve lokale Schaltvorgänge | 23 V | Sprung beim Abschalten |
| U_S | 16 V | |
| U_T | 1 V | siehe Abbildung 4-6 |

Tabelle 4-5: Beispiel für Spannungsparameter bei der Feldbuskonfiguration mit Stromquellen

Um Masseschleifen aus dem System fernzuhalten, ist es notwendig alle Sensoren und Aktoren potenzialfrei zu halten. Dies ist von Natur aus bei den meisten Sensoren gegeben, selbst ein Großteil der Aktoren wie mechanische oder elektronische Relais erfüllt diese Forderung. Alle anderen Sensoren/Aktoren sind über Optokoppler oder andere trennende Maßnahmen anzubinden. Die Datenrate bei dieser Anbindung kann im Allgemeinen gering gehalten werden, beispielsweise einige Hertz bei einem Leistungsschalter, so dass im Gegensatz zu einer busseitigen Potenzialtrennung lediglich geringe Treiberströme notwendig sind und gleichzeitig preiswerte Bausteine eingesetzt werden können. Die bei anderen Bussystemen übliche Optoentkopplung zwischen der Bustreiberschaltung und dem eigentlichen Busknoten wird hier quasi bis kurz vor die nicht potenzialfreien Aktoren verschoben.

| Knotentyp | Kabel- durchmesser | Netzteil- anordnung | Knoten- anordnung | Sensor/Aktor- spannung [V] | Versorgungs- spannung [V] |
|------------|-----------------------|------------------------|----------------------|-------------------------------|------------------------------|
| 3 V Knoten | D= 0,8mm | Zus. Netzteil | Äquidistant | 5 | 35,9 |
| | | | | 18 | 48,9 |
| | | | Konzentriert | 5 | 36,8 |
| | | | | 18 | 49,8 |
| | | Mitte | Äquidistant | 5 | 43,0 |
| | | | | 18 | 56,0 |
| | | | Konzentriert | 5 | 51,0 |
| | | | | 18 | 64,0 |
| | | Ende | Äquidistant | 5 | 67,0 |
| | | | | 18 | 80,0 |
| | | | Konzentriert | 5 | 99,0 |
| | | | | 18 | 112,0 |
| | D= 0,6mm | Zus. Netzteil | Äquidistant | 5 | 39,8 |
| | | | | 18 | 52,8 |
| | | | Konzentriert | 5 | 41,5 |
| | | | | 18 | 54,5 |
| | | Mitte | Äquidistant | 5 | 54,0 |
| | | | | 18 | 67,0 |
| | | | Konzentriert | 5 | 70,0 |
| | | | | 18 | 83,0 |
| | | Ende | Äquidistant | 5 | 102,1 |
| | | | | 18 | 115,1 |
| | | | Konzentriert | 5 | 166,0 |
| | | | | 18 | 179,0 |
| 5 V Knoten | D= 0,8mm | Zus. Netzteil | Äquidistant | 5 | 36,8 |
| | | | | 18 | 49,8 |
| | | | Konzentriert | 5 | 38,5 |
| | | | | 18 | 51,5 |
| | | Mitte | Äquidistant | 5 | 51,0 |
| | | | | 18 | 64,0 |
| | | | Konzentriert | 5 | 67,0 |
| | | | | 18 | 80,0 |
| | | Ende | Äquidistant | 5 | 99,1 |
| | | | | 18 | 112,1 |
| | | | Konzentriert | 5 | 163,0 |
| | | | | 18 | 176,0 |
| | D= 0,6mm | Zus. Netzteil | Äquidistant | 5 | 38,5 |
| | | | | 18 | 51,5 |
| | | | Konzentriert | 5 | 42,1 |
| | | | | 18 | 55,1 |
| | | Mitte | Äquidistant | 5 | 67,1 |
| | | | | 18 | 80,1 |
| | | | Konzentriert | 5 | 99,0 |
| | | | | 18 | 112,0 |
| | | Ende | Äquidistant | 5 | 163,1 |
| | | | | 18 | 176,1 |
| | | | Konzentriert | 5 | 291,0 |
| | | | | 18 | 304,0 |

Tabelle 4-6: Gegenüberstellung der notwendigen Versorgungsspannung verschiedener Konfigurationen des optimierten Systems

4.3.2 Vereinfachte Energiezuführung

Zur Vereinfachung können D- und P- zusammengelegt werden, wodurch eine der beiden Stromquellen in den Buskopplern entfällt (Abbildung 4-15). Durch den Versorgungsstrom sind keine Störungen der Datenübertragung zu erwarten, da dieser konstant gehalten wird. Lediglich ein zusätzlicher statischer Spannungsabfall entlang der gemeinsamen Leitung ist zu beachten.

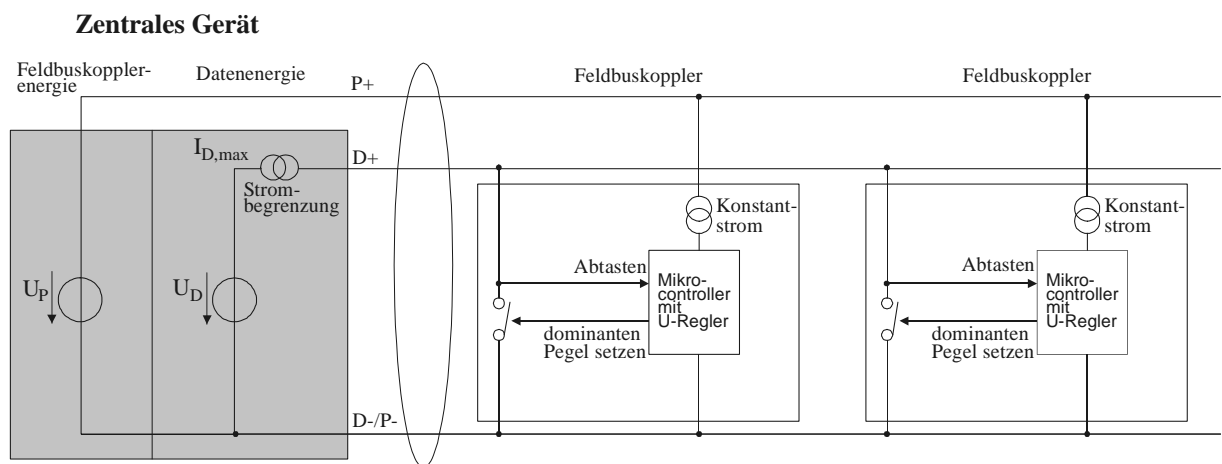


Abbildung 4-15: Konfiguration eines Feldbussystems mit stromquellenähnlicher Vereinfachung in der Zuführung der Energieversorgung

Noch einen Schritt weiter geht der Ersatz der Buskopplerstromquelle durch ein RC-Glied mit im Vergleich zur Datenübertragung hoher Zeitkonstante. Schnelle Änderungen der Buskopplerstromaufnahme werden dabei durch den Kondensator in geringe Änderungen der Spannung umgesetzt, die im Widerstand zu lediglich geringen Stromänderungen führen. Die Stromaufnahme ist also bei einer Kurzzeitbetrachtung in der Größenordnung der Bitzeiten weiterhin konstant.

Tabelle 4-7 stellt analog zu Tabelle 4-6 mögliche Konfigurationen des vereinfachten Systems gegenüber. 3 V Knoten und eine Netzteilanordnung am Ende werden nicht betrachtet, da eine ungünstige Netzteilanordnung leicht vermeidbar ist und der größte Teil der Sensoren/Aktoren beziehungsweise deren Ansteuerschaltungen mit 5 V arbeiten, womit der Interfaceaufwand zu einem 3 V Mikrocontroller bei einer vereinfachten Version nicht gerechtfertigt ist. Die Schaltreserve kann auf 8 V reduziert

werden⁴⁵, der statische Spannungsabfall wird zusätzlich berücksichtigt. Die mit (2) gekennzeichneten Konfigurationen sind nicht realisierbar, da der hohe Spannungsabfall auf der gemeinsamen P-/D- nach einigen 100 m eine korrekte Erkennung der logischen Pegel verhindert. Alle anderen Möglichkeiten benötigen eine Versorgungsspannung von maximal 42 V. Die Wahl der Normversorgungsspannung von 42 V deckt demnach die meisten Fälle ab. Eine Nutzung des Drahtdurchmessers von 0,6 mm ermöglicht die Nutzung jeglichen Telefon-, Installations- oder Ethernetkabels, wogegen Drahtdurchmesser von 0,8 mm lediglich bei Spezialfällen Anwendung finden. Zusätzliche Netzteile sind bei 0,6 mm Drahtdurchmesser jedoch in Kauf zu nehmen, sofern Seitenäste mit einer Länge größer 166 m und einer Knotenzahl größer 166 auftreten.

| Knotentyp | Kabel- durchmesser | Netzteil- anordnung | Knoten- anordnung | Sensor/Aktor- spannung [V] | Versorgungs- spannung [V] |
|------------|-----------------------|------------------------|----------------------|-------------------------------|------------------------------|
| 5 V Knoten | D= 0,8mm | Zus. Netzteil | Äquidistant | 5 | 18,2 |
| | | | | 18 | 31,2 |
| | | | Konzentriert | 5 | 19,5 |
| | | | | 18 | 32,5 |
| | | Mitte | Äquidistant | 5 | 28,9 |
| | | | | 18 | 41,9 |
| | | | Konzentriert | 5 | 40,8 |
| | | | | 18 | 53,8 |
| | D= 0,6mm | Zus. Netzteil | Äquidistant | 5 | 21,3 |
| | | | | 18 | 34,3 |
| | | | Konzentriert | 5 | 24,0 |
| | | | | 18 | 37,0 |
| | | Mitte | Äquidistant | 5 | 42,7 |
| | | | | 18 | 55,7 |
| | | | Konzentriert | 5 | 66,7 |
| | | | | 18 | 79,7 |

Tabelle 4-7: Gegenüberstellung der notwendigen Versorgungsspannung verschiedener Konfigurationen des vereinfachten Systems

Für den mit (1) gekennzeichnete Fall ist in Abbildung 4-16 die statische Spannungsverteilung entlang der Leitung dargestellt, wobei ein Koppler am Ende des Astes einen aktiven Pegel erzeugt, also bei D+ dominant (vergleiche Abbildung 3-7, Abbildung 3-10 und Abbildung 4-6). Zum Vergleich ist der Spannungsverlauf für D+ rezessiv eingetragen, die Veränderung des P-/D- Pegels ist nicht dargestellt.

⁴⁵ Maximaler Einbruch der Busknotenversorgungsspannung bei Ausgleichsvorgängen nach Schalt-ereignissen. Kann bei Nutzung eines RC-Gliedes gegebenenfalls reduziert werden.

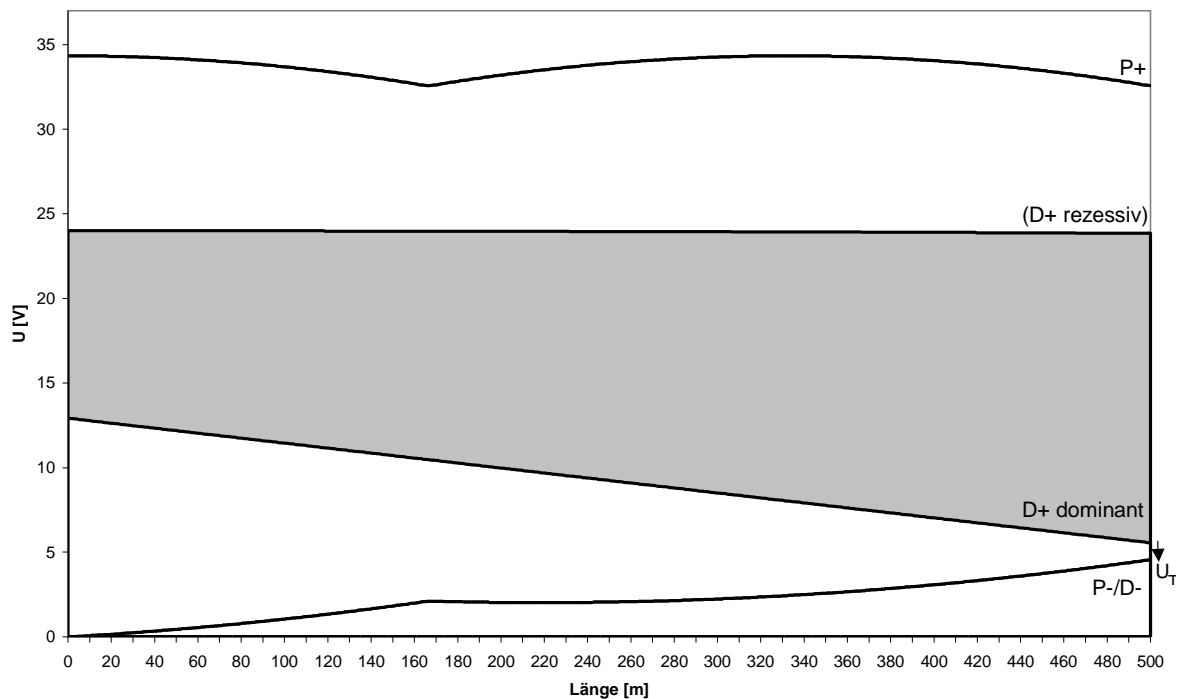


Abbildung 4-16: Statischer Spannungsverlauf entlang eines Seitenastes der elektrischen Leitung beim vereinfachten System

Durch die Zusammenlegung von D- und P- ändern sich die Ausbreitungsbedingungen der Datenübertragung. Im Vergleich zu Abschnitt 4.2.6 ergeben sich daher diverse Abweichungen. Die Leitungsdämpfung verringert sich aufgrund des halbierten Widerstandes der D-/P- Ader und erhöht sich gleichzeitig aufgrund des um circa 40% größeren Kapazitätsbelages⁴⁶, so dass sich der Dämpfungsfaktor einer 1000 m Strecke mit Busknoten insgesamt von 0,42 auf 0,47 verbessert. Der Verkürzungsfaktor v/c sinkt durch den erhöhten Kapazitätsbelag auf 0,424 entsprechend $\tau = 7,85 \text{ ns/m}$ und $T_{1000} = 7,85 \text{ } \mu\text{s}$. Der maximale statische Spannungspegel sinkt von 15 V auf 13 V oder darunter, je nach Konfiguration. Somit wird die Umschaltswelle U_S auf 14 V festgelegt. Der Spannungssprung $U_{W,S}$ beim Öffnen eines Schalters sinkt auf circa 16 V. Die Betrachtungen aus Unterabschnitt 4.2.6.3 behalten prinzipiell weiterhin Gültigkeit, jedoch treten frühzeitige Sättigungszustände der Stromquelle kaum noch auf.

Unter Berücksichtigung eines Sicherheitsfaktors, insbesondere auch für verzweigte Topologien, ist eine Begrenzung der Datenrate unter Berücksichtigung von $1,5 T_{1000}$ anzustreben, entsprechend 11,8 μs Leitungslauf- und Einschwingzeit.

⁴⁶ Abgeleitet aus den Verhältnissen beim Sternvierer

4.4 Optimierung der Schaltungstechnik hinsichtlich Leistungsaufnahme und Materialeinsatz

Durch die Anforderung nach geringer Stromaufnahme ist die Schaltungstechnik konsequent auf niedrigen Leistungsbedarf auszulegen. Der weitgehende Einsatz von CMOS-Technik und besondere Sorgfalt bei der Bauteileauswahl zeigt dabei den Lösungsweg auf, wie für Mikrocontroller, Spannungsregler und Leistungstreiber im Folgenden dargestellt. Bei der Ansteuerung von Aktoren mit höherer Leistungsaufnahme ist zusätzlich eine zeitliche Beschränkung der Aktivitätszeiten notwendig (siehe Abschnitt 4.4.2). Um in diesem Fall kurzzeitig auftretende Stromspitzen aufzufangen, ist bei Bedarf eine ausreichend große Stützkapazität vor dem Spannungsregler zu platzieren.

Weiterhin ist bereits in der Grundkonzeption ein Schutzkonzept zu berücksichtigen. Durch die geringen Betriebsströme ist, für einen kurzzeitigen Überspannungs- und ESD-Schutz der Energieversorgung, der Einsatz einer einfachen Kombinationen aus Widerstand und Z- oder Suppressor-Diode möglich. Durch die Parallelschaltung einer großen Anzahl von Buskopplern ist im Überspannungsfall mit einer Auslösung der Sicherung der störenden Quelle durch den resultierenden Gesamtstrom zu rechnen. Ein Verpolungsschutz beziehungsweise eine Halbierung der Leistung im Wechselstrom-überspannungsfall ist durch Dioden ausreichender Spannungsfestigkeit sowohl im Energie- als auch im Datenzweig möglich. Der durch diese Maßnahme nicht geschützte Fall eines positiven Überstromes im Datenzweig wird kurzzeitig durch die inhärente Strombegrenzung der MOSFET-Ausgangstreiber sichergestellt, bei länger anhaltenden Störungen durch eine softwaretechnische Überwachung des Spannungspegels im aktiven Zustand und einer Abschaltung des Leitungstreibers im Fehlerfall. Der Einsatz von Überspannungsschutzdioden ist aufgrund der hohen zusätzlichen kapazitiven Belastung der Datenleitung nicht möglich.

4.4.1 Mikrocontroller

Die Verwendung eines eigenständigen Protokollcontrollers kommt aus Aufwandsgründen nicht in Frage. Mikrocontroller mit integriertem Protokollcontroller und einem Stromverbrauch von maximal 2 mA sind für Busprotokolle mit einem Adressraum von mindestens 16 Bit nicht erhältlich. Somit kommt nur eine Softwarelösung unter Nutzung eines Standardmikrocontrollers in Betracht.

Zur Minimierung des Material- und Energiebedarfs ist eine äußerst effiziente Programmierung des Mikrocontrollers notwendig, da umgekehrt proportional zur Effizienz die notwendige Rechenleistung und damit Material- und Energiebedarf

ansteigen. Trotz immer weiter fortschreitender Erfolge bei optimierenden Compilern, ist die effizienteste Art der Programmierung weiterhin die direkte Programmierung in Assembler, auch wenn dies in den letzten Jahren immer weniger praktiziert wird. Insbesondere zur Erfüllung von Echtzeitanforderungen in der Größenordnung der Befehlabarbeitungszeiten sowie zur vollständigen Ausnutzung der gegebenen Prozessorhardware ist es unerlässlich, auf der Granularitätsebene von Assemblerbefehlen zu arbeiten. Da die hier benötigte Software häufig und in gleichbleibender Form einzusetzen ist, es sich also um Standardapplikationen handelt, und auch spätere Anpassungen und Updates nicht oder lediglich in geringem Maße zu erwarten sind, ist in diesem Fall ein entsprechend hoher Aufwand gerechtfertigt.

Um jedoch Methoden, Beschreibungsmittel und Dokumentationsmöglichkeiten höherer Programmieretechniken einsetzen zu können, ist der Einsatz eines entsprechenden Tools notwendig. Ein Beschreibungsmittel der höchsten Abstraktion stellen Petrinetze dar, welche quasi selbstdokumentierend sind und unter bestimmten Randbedingungen eine formale Überprüfung ermöglichen. Durch Nutzung dieses Beschreibungsmittels ist es von untergeordneter Bedeutung, welche Programmiersprache eingesetzt wird, da die gesamte Programmstruktur mit Verzweigungen und Schleifen in grafischer Notation vorliegt und somit innerhalb der Transitionen im Allgemeinen lediglich einfache Variablenzuweisungen stattfinden, die in allen Programmiersprachen ähnlich formuliert werden. Zur vollständig effizienten Ausnutzung der Hardware ist es zwar notwendig, sich dem Befehlssatz und den Gegebenheiten des aktuellen Prozessors anzupassen, dies ist jedoch auch bei der sonst üblichen Programmierung von Mikrocontrollern in der Sprache „C“ notwendig, da jeder Mikrocontroller spezifische Hardwareerweiterungen und entsprechende Funktionsregister besitzt. Ebenso existieren Unterschiede bei der Speichergröße und den integrierten Speichertypen wie Flashspeicher oder EEPROM. Der Wunsch nach einer hardwareunabhängigen Software bleibt daher in diesem Bereich unerfüllbar. Unter Berücksichtigung dieser Realität ergibt sich der Schritt zu einer toolunterstützten hardwarenahen Programmierung eines RISC-Prozessors. Insbesondere die Ausnutzung von Befehlabarbeitungszeiten zur Erfüllung der Echtzeitanforderungen ist auf anderem Wege nicht sinnvoll möglich, wobei das eingesetzte Tool diese Timing-Constraints nach Möglichkeit unterstützen sollte.

Zur Vervollständigung des „BMW-Tripels“ wird das Tool Artifex eingesetzt, da es eine automatische Codegenerierung ermöglicht. Die notwendig Methodik, eine Anpassung des C-Code erzeugenden Moduls auf die Assemblerebene und eine Umsetzung der Timing-Constraints wurden im Unterabschnitt 2.4.1.6 erarbeitet.

Als Mikrocontroller wird die weit verbreitete PIC 16Fxx Serie von [Micro 98] beziehungsweise deren Nachfolger PIC 16F6xx gewählt, die folgende Eigenschaften aufweist:

1. Low Power: 0,8 mA Strombedarf bei 3 V beziehungsweise 1,6 mA Strombedarf bei 5 V und einer Rechenleistung von 1,5 MIPS
2. RISC Prozessor mit Befehlszyklus konstanter Länge (ermöglicht eine einfache Bestimmung der Befehlszyklen zur Einhaltung der Timing-Constraints)
3. Kein Cache oder Befehls-Interleaving (ebenfalls notwendig zur Einhaltung der Timing-Constraints)
4. Kleine Gehäusebauformen von 8 Pin SOIC bis 18 Pin DIP erhältlich
5. Integriertes RAM, Flash-Programmspeicher und EEPROM Konfigurationsspeicher (Datenerhalt > 40 Jahre)

Ergänzt wird diese Auswahl im einen einfachen elektronischen Schalter zur Ankopplung an das physikalische Busmedium. Der gewählte MOSFET des Typs BS170 im TO-92 Gehäuse bietet einen inhärenten Kurzschlusschutz durch Strombegrenzung auf 0,55 A bei 5 V Gatespannung, wobei der nach Gleichung 12 notwendige Strom erreicht werden kann. Im Gegensatz zu Bipolartransistoren ist bei den hier auftretenden Frequenzen eine quasi leistungslose Ansteuerung von Feldeffekttransistoren möglich, da lediglich die Gatekapazität umzuladen ist. In Kombination mit einem stromsparenden LDO-Spannungsregler mit einer Ruhestromaufnahme kleiner 100 μA und integriertem Kurzschlusschutz entsteht ein Buskoppler, der lediglich aus preiswerten und gut erhältlichen Standardbauteilen besteht (Abbildung 4-17, vergleiche Abbildung 3-12). Preistreibende Spezialbausteine⁴⁷ sind daher nicht notwendig.

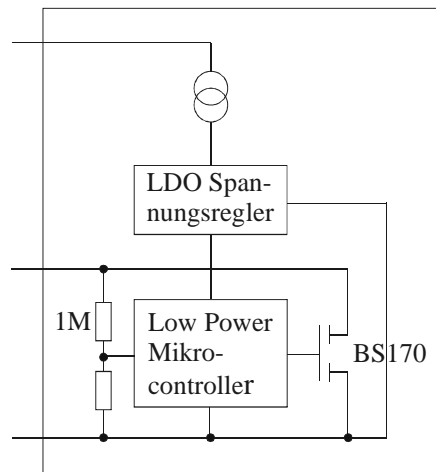


Abbildung 4-17: Aufbau eines minimierten Feldbuskopplers

⁴⁷ Beispielsweise Neuron-Chip für LON oder Mikrocontroller mit integriertem CAN-Controller im Sinne von „System-on-Chip“, die im Marktgeschehen grundsätzlich Spezialbausteine bleiben werden. Damit besteht eine starke Abhängigkeit zwischen Preis und Verfügbarkeit auf der einen, und Stückzahlen auf der anderen Seite (vergleiche auch [Stuhl 01]).

Die konkrete Auswahl dieser drei Hauptbestandteile ist variabel und sollte sich an den aktuellen Marktpreisen und den verfügbaren minimalen Gehäusebauformen orientieren, sofern die oben genannten Bedingungen erfüllt werden.

Eine weitere Vereinfachung ist für die Zukunft zu erwarten, wenn Mikrocontroller mit integriertem Spannungsregler oder Leistungstransistor erhältlich sind. Dies wäre kein Spezialbaustein, sondern in einer Vielzahl von Applikationen fern der Feldbusanwendungen vorteilhaft einsetzbar.

4.4.2 Anwendungsadapter

Für Anwendungsadapter (vergleiche Abschnitt 4.1.2) steht ein Maximalstrom von 0,4 mA⁴⁸ zur Verfügung. Auf 5 V Niveau können diese direkt dem Buskoppler als geregelte Spannung entnommen werden, auf 18 V Niveau erfolgt ein Abgriff vor dem Spannungsregler. Bei geringem Spannungs- aber erhöhtem Strombedarf im Bereich von 1 bis 2 mA ist eine Integration analog der Anzeigeelemente möglich (siehe Abschnitt 4.4.3). Bei stark erhöhtem Strom- und niedrigem Spannungsbedarf ist der Einsatz eines Schaltspannungsreglers notwendig, der für geringe Ströme⁴⁹ optimiert sein sollte.

Entscheidend für die Bemessung ist lediglich der mittlere Strombedarf, so dass sich Vorteile durch eine periodische Abschaltung der Sensoren und einen Impulsbetrieb der Aktoren ergeben, sofern die Applikation dies zulässt. Unterkapitel 6.3 zeigt einige Realisierungsbeispiele, welche die Machbarkeit dieses Konzeptes demonstrieren.

4.4.3 Anzeigen

Zur Signalisierung des Busknotenzustandes und der Signalzustände ist eine Integration von optischen Anzeigeelementen vorteilhaft. Um eine Addition der Anzeigestrome mit dem Versorgungsstrom des Buskopplers zu verhindern, werden Low-Current Leuchtdioden (LED) in Reihe mit dem Buskoppler geschaltet. Der Spannungsabfall von circa 1,5 V je LED spielt dabei eine untergeordnete Rolle, wenn die bereit gestellte Sensor/Aktorspannung bei 18 V liegt. Zur Dunkelschaltung einer Anzeige wird durch einen parallel liegenden bipolaren Transistor die Flussspannung der LED unterschritten. Auf diesem Wege ist auch eine Umschaltung zwischen zwei Anzeigeelementen möglich, wenn LEDs unterschiedlicher Flussspannungen zum Einsatz kommen (Abbildung 4-18). Der Transistorsteuerstrom wird von einem MOSFET bereit gestellt,

⁴⁸ 0,2 mA bei 3 V Buskopplern

⁴⁹ Gering im Vergleich zu handelsüblichen Schaltreglern mit ca. 1 A Ausgangsstrom.

der auf diesem Wege der Pegelumsetzung zwischen dem Mikrocontroller und der unregulierten Versorgungsspannung dient.

Diese Anzeigemöglichkeit ist im Rahmen der Applikationsadapter implementierbar, andererseits ist aufgrund des häufigen Bedarfs eine optionale Integration in den Buskoppler sinnvoll.

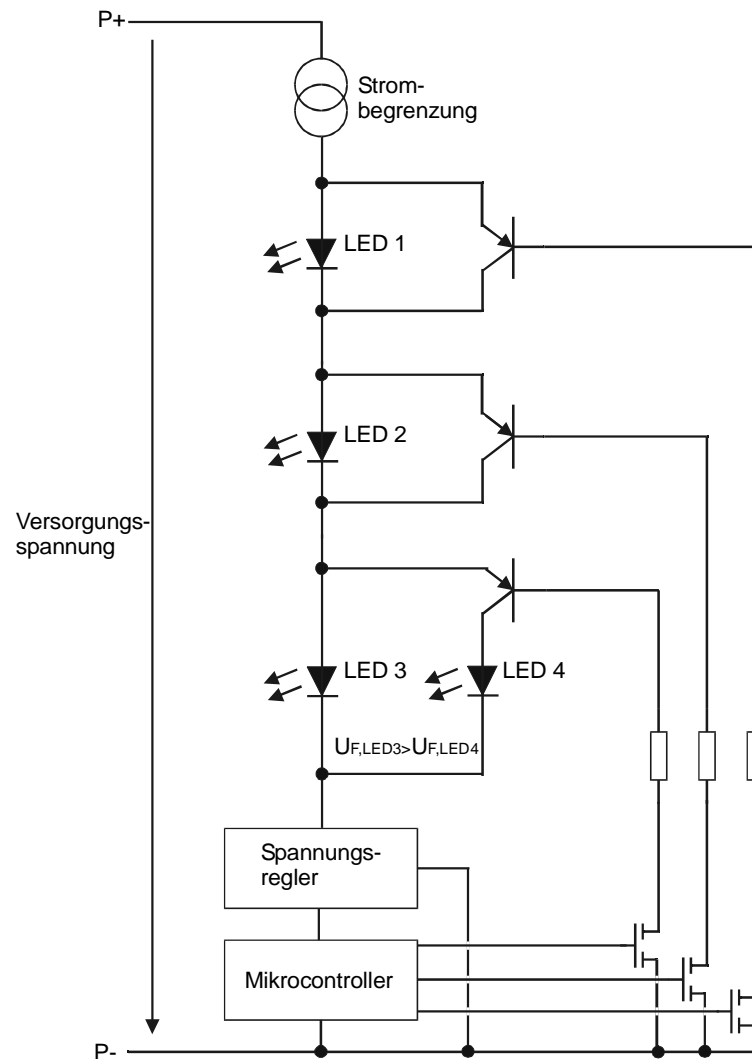


Abbildung 4-18: Integration optischer Anzeigeelemente in die Energieversorgung des Feldbusknotens ohne zusätzlichen Strombedarf

4.5 Verfahren und Umsetzung

4.5.1 Einordnung in das ISO/OSI-Modell

Wie in Abschnitt 3.1.1 erläutert, erfolgt üblicherweise eine Einordnung von Kommunikationssystemen in das ISO/OSI Schichtenmodell. Obwohl bei Feldbussystemen die Schichten 3-6 im Allgemeinen ungenutzt bleiben, sind sie funktional größtenteils vorhanden, so dass eine explizite Abgrenzung sinnvoll ist. Jedoch sind die Schichten nicht durch Schnittstellen mit Parameterübergabe voneinander getrennt, sondern aus Gründen der Vereinfachung und Ressourcenoptimierung durch implizite Schnittstellen verbunden (Abbildung 4-19⁵⁰). Beim SCAN werden die Aufgaben der Transportschicht von einem in Abschnitt 4.5.6 beschriebenen „Abo-Dienst“ übernommen, die Funktion der Darstellungsschicht ist durch die implizite Semantik nach Abschnitt 4.5.5 gegeben und die Anwendungsschicht stellt ein rudimentäres API bereit (siehe Abbildung 4-22). Ein Teil des APIs dient der Parametrierung und ist lokal nicht zugänglich. Der Zugriff ist lediglich über ein Konfigurationstool per fester oder mobiler Konsole beziehungsweise dem Internet möglich (vergleiche [Kastner 01]). Eine vollständige Definition von Application-Layern wurde aus Aufwandsgründen bisher nicht durchgeführt. Um eine Integration mit anderen Systemen zu ermöglichen, bietet sich die Nutzung bereits existierender Standards an, so dass die Kompatibilität gewährleistet wird.

Eine Verbindung von Bussegmenten ist über Intra- und Internet möglich. Für zeitkritische Steuerungsaufgaben ist zur Einhaltung harter Echtzeitbedingungen der Einsatz eines Intranets unter Verwendung von Ethernet möglich, wobei auf relativ kostengünstige Standardkomponenten zurückgegriffen werden kann. Für Anwendungen mit unkritischer Kopplung ist eine direkte Verbindung mit dem Internet möglich, wobei neben Ethernet auch andere Systeme wie ATM zum Einsatz kommen, mit denen jedoch im betrachteten Zusammenhang kein direkter Kontakt besteht, da als Zubringer immer Ethernet genutzt wird.

4.5.2 Ablauf der Kommunikation und Timing

Der Ablauf des Buszugriffsverfahrens und der Datenübertragung lehnt sich stark an das CSMA/CA Verfahren des CAN an, weist jedoch einige Besonderheiten in Bezug auf die Abtastung des Empfangspegels durch den Mikrocontroller auf.

⁵⁰ Die Gleichstellung von Buskabel und Internet / Intranet in Abbildung 4-19 ist eigentlich nicht zulässig, da es sich beim Internet / Intranet um ein vollständiges System aus Übertragungsmedien und Zwischenknoten handelt.

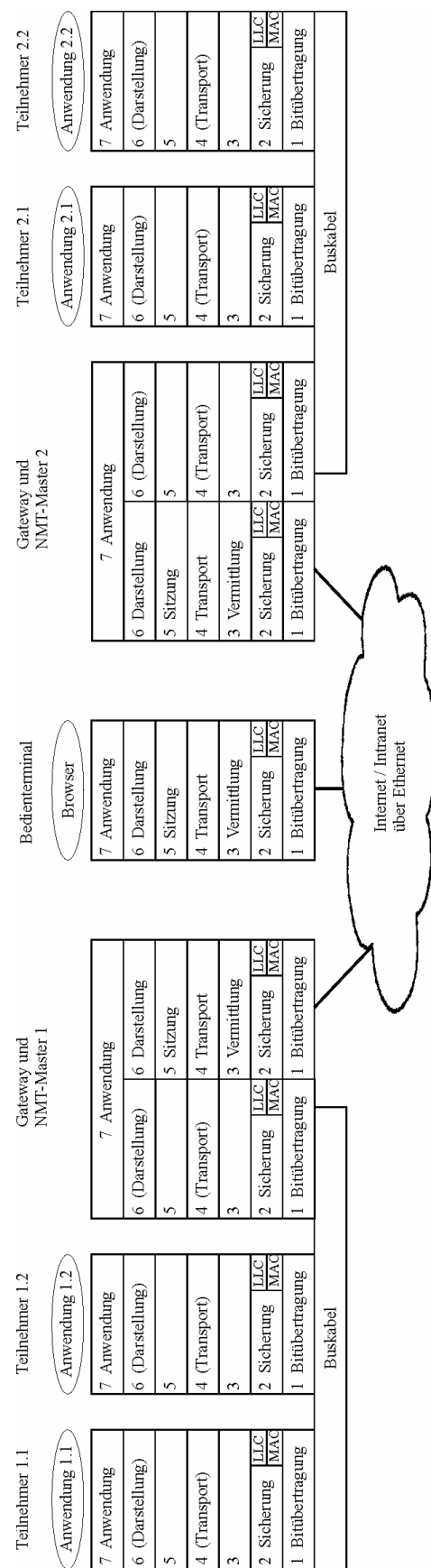


Abbildung 4-19: Einordnung von SCAN-Systemen in das ISO/OSI Referenzmodell

Eine Bitzeit wird in n Teile zerlegt. Am Beginn jedes Teils findet eine Abtastung des Bussignalpegels statt. Da die Buskoppler nicht synchron arbeiten, tritt eine Verschiebung der Abtastzeitpunkte gegeneinander auf. Diese kann bis zu einem $1/n$ -ten Teil einer Bitzeit betragen. Zusätzlich ist die elektrische Einschwingzeit τ des Busmediums zu berücksichtigen.

Ein beliebiger Buskoppler startet den Telegrammversand durch Aussendung des Startbeziehungsweise Syncbits, der von den anderen Buskopplern nach Ablauf einer Zeitspanne zwischen 0 und $T_{\text{Bit}}/n + \tau$ registriert wird, woraufhin diese ebenfalls ein Syncbit senden (Abbildung 4-20). Während der anschließenden Adress- und Datenübertragsphase ist nach jedem Flankenwechsel ebenfalls die Leitungslauf- und Einschwingzeit τ abzuwarten, bevor das Signal einwandfrei von anderen Buskopplern abgetastet werden kann. Die Abtastung erfolgt idealer Weise in der Mitte des verbleibenden Zeitfensters vor dem nachfolgenden Flankenwechsel. Durch den Synchronisationsversatz können sich die Abtastzeitpunkte gegeneinander verschieben, so dass das Abtastfenster die doppelte Breite des maximalen Synchronisationsversatzes benötigt. Hinzu kommt gegebenenfalls eine Fehlplatzierung der Abtastung, falls der errechnete Zeitpunkt nicht auf den $1/n$ -ten Teil der Bitzeit fällt. Ebenso ist an dieser Stelle ein möglicher Jitter des Programmflusses sowie eine Frequenzabweichungen des Quarzes zu berücksichtigen. Eine Bitzeit ergibt sich somit aus

$$T_{\text{Bit}} = 3\tau + \frac{2T_{\text{Bit}}}{n} + t_{\text{Fehlplatzierung}} \quad (\text{Gleichung 18})$$

zu

$$T_{\text{Bit}} = \frac{1}{1 - \frac{2}{n}} (3\tau + t_{\text{Fehlplatzierung}}). \quad (\text{Gleichung 19})$$

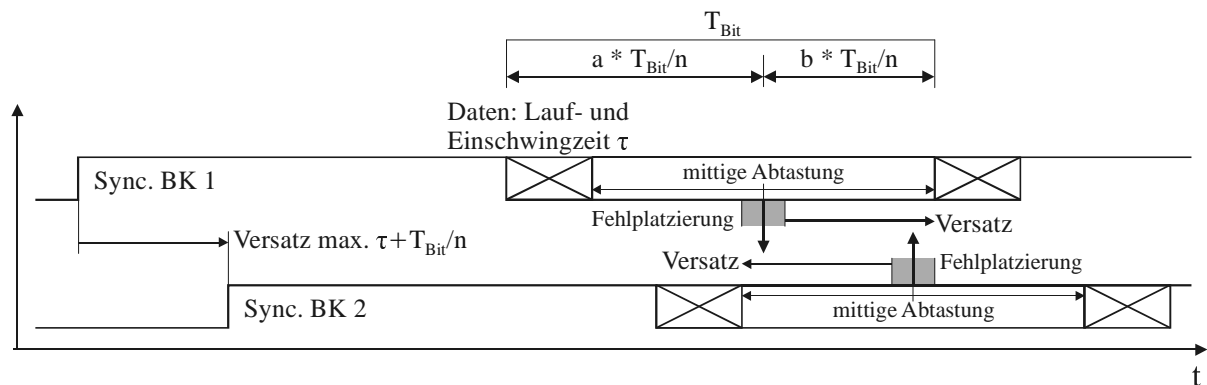


Abbildung 4-20: Betrachtung des Abtastzeitpunktes zur Bestimmung der maximal zulässigen Laufzeit auf dem Busmedium des SCAN

Durch die in Unterkapitel 5.2 beschriebene Implementierung des Buszugriffsverfahrens ist zusätzlich mit einem Jitter von 1,5 Befehlszyklen je Busknoten, entsprechend $1\text{ }\mu\text{s}$, zu rechnen [Micro 98]⁵¹. Weiterhin sind Abweichungen der Quarzfrequenzen zwischen ± 25 und ± 100 ppm [IQD 01], entsprechend maximal $0,2\text{ }\mu\text{s}$, zu berücksichtigen⁵².

Zur Bestimmung der maximal zulässigen Leitungslaufzeit τ ist bei gegebener Bitzeit T_{Bit} das Verhältnis a:b von T_{Bit}/n Teilbitzeiten vor (a) und nach (b) der Abtastung günstig zu wählen. Anschließend ist der kritische Pfad zu bestimmen und τ aus diesem zu berechnen. Die beiden möglichen Pfade sind:

$$a \ T_{\text{Bit}}/n = 2\tau + T_{\text{Bit}}/n + 2 \ t_{\text{Jitter}} + t_{\text{Quarz}} \quad (\text{Gleichung 20})$$

$$b \ T_{\text{Bit}}/n = \tau + T_{\text{Bit}}/n + 2 \ t_{\text{Jitter}} + t_{\text{Quarz}} \quad (\text{Gleichung 21})$$

Tabelle 4-8 zeigt die für τ möglichen Werte bei einem Wert von $T_{\text{Bit}} = 104\text{ }\mu\text{s}$ ⁵³ sowie die dabei erreichte Effizienz im Vergleich zum optimalen Fall $n = \infty$. Im Sinne der Ressourcenminimierung ist eine geringe Anzahl von Abtastpunkten anzustreben, ein Wert von $n \geq 8$ sollte daher vermieden werden. Eine gutes Aufwand-/Nutzenverhältnis ist bei $n = 5$ gegeben, jedoch lässt sich $n = 4$ in binären Rechnern mit geringerem Aufwand realisieren, insbesondere unter Anwendung des in Unterkapitel 5.2 beschriebenen Interruptverfahrens. Die Zeit τ entspricht der in Abschnitt 4.3.2 ermittelten Leitungslauf- und Einschwingzeit. Durch Variation von n und T_{Bit} lässt sich somit eine gegebenes Übertragungsmedium unterschiedlich gut ausnutzen.

Eine Optimierungsmöglichkeit stellt eine nicht ganzzahlige Anpassung des Verhältnisses a':b' dar. In der Softwarerealisierung würde dies einem Versatz zwischen der Abtastung des Synchronisationsimpulses und der Abtastung der Daten entsprechen.

⁵¹ Instruktionen, die Programmsprünge nach sich ziehen, benötigen zwei Befehlszyklen. Dadurch kann sich der Start der Interruptroutine um einen Befehlszyklus verzögern. Für den nachfolgenden Interruptaufruf wird diese Verzögerung jedoch kompensiert, so dass keine Addition der Fehler auftritt. Weiterhin erfolgen Lesen und Schreiben der Daten, auch beim Zugriff auf externe Anschlüsse, mit einem Versatz von 0,5 Zyklen. Der Jitter geht 2x in die Bitzeit ein, da sowohl Sender als auch Empfänger Abweichungen zeigen können. Eine Vergrößerung des Synchronisationsversatzes tritt nicht auf, da kein weiterer Versatz bei den Abtastungen hinzu kommen kann.

⁵² Die Abweichung tritt zwischen zwei Synchronisationen auf. Nach 1 ms, entsprechend 10 Bits, erfolgt eine Neusynchronisation, so dass lediglich die Abweichung dieser Zeitspanne zu berücksichtigen ist. Da der Versatz zwischen Sender und Empfänger auftritt, ist er im kritische Pfad 1x zu berücksichtigen.

⁵³ Entspricht dem Standardwert 9600 Bit/s

Aufgrund des erhöhten Aufwandes ist die Frage der Machbarkeit im Rahmen der Implementierung zu klären.

| n | T_{Bit}/n [μs] | a | a' | τ [μs] | τ' [μs] | Effektivität [%] | Effektivität' [%] |
|----------|----------------------------|---|------|-------------|--------------|---------------------|----------------------|
| 2 | 52,0 | 1 | 1,00 | - | | - | |
| 3 | 34,7 | 2 | 1,64 | - | 10,0 | - | 30,1 |
| 4 | 26,0 | 2 | 2,31 | 11,9 | 15,9 | 35,9 | 47,8 |
| 5 | 20,8 | 3 | 2,96 | 18,6 | 19,3 | 56,1 | 58,1 |
| 6 | 17,3 | 3 | 3,62 | 16,2 | 21,6 | 48,9 | 65,1 |
| 7 | 14,9 | 4 | 4,28 | 21,2 | 23,3 | 63,9 | 70,1 |
| 8 | 13,0 | 5 | 4,94 | 23,8 | 24,5 | 71,8 | 73,9 |
| ∞ | 0,0 | - | - | 33,2 | 33,2 | 100,0 | 100,0 |

n : Anzahl der Abtastpunkte pro Bitzeit = $a+b = a'+b'$

a : Anzahl der Abtastpunkte von Synchronisationsabtastung bis Datenabtastung

a' : Abstand der Abtastpunkte von Synchronisationsabtastung und Datenabtastung bei nicht äquidistanter Abtastung

τ : resultierende maximale Leitungslauf- und Einschwingzeit

τ' : resultierende maximale Leitungslauf- und Einschwingzeit bei nicht äquidistanter Abtastung

Tabelle 4-8: Auswahl der Dichte der Abtastpunkte und daraus resultierende maximale Leitungslaufzeiten beim SCAN

Zur Minimierung des Bearbeitungsaufwandes wird im Gegensatz zum CAN eine statische Telegrammlänge festgeschrieben, wie dies auch einige preiswerte CAN Protokollcontroller wie der SLIO P82C150 tun⁵⁴. Der konkrete Aufbau eines Telegramms, der den Anforderungen nach Abschnitt 4.1.4 entspricht, ist in Abbildung 4-21 zu sehen. Es werden im Wesentlichen UART Zeichen fester Länge mit 8 Datenbit, einem Start- und einem Stopbit generiert, wobei das Startbit des ersten Zeichens zur Synchronisation der Arbitrierung dient.

⁵⁴ Dieser Baustein besitzt keine lokale Intelligenz und wird daher als „Slave“ betrieben. Weiterhin sind durch die begrenzte Adresseinstellung lediglich 16 Bausteine pro Bussegment möglich.

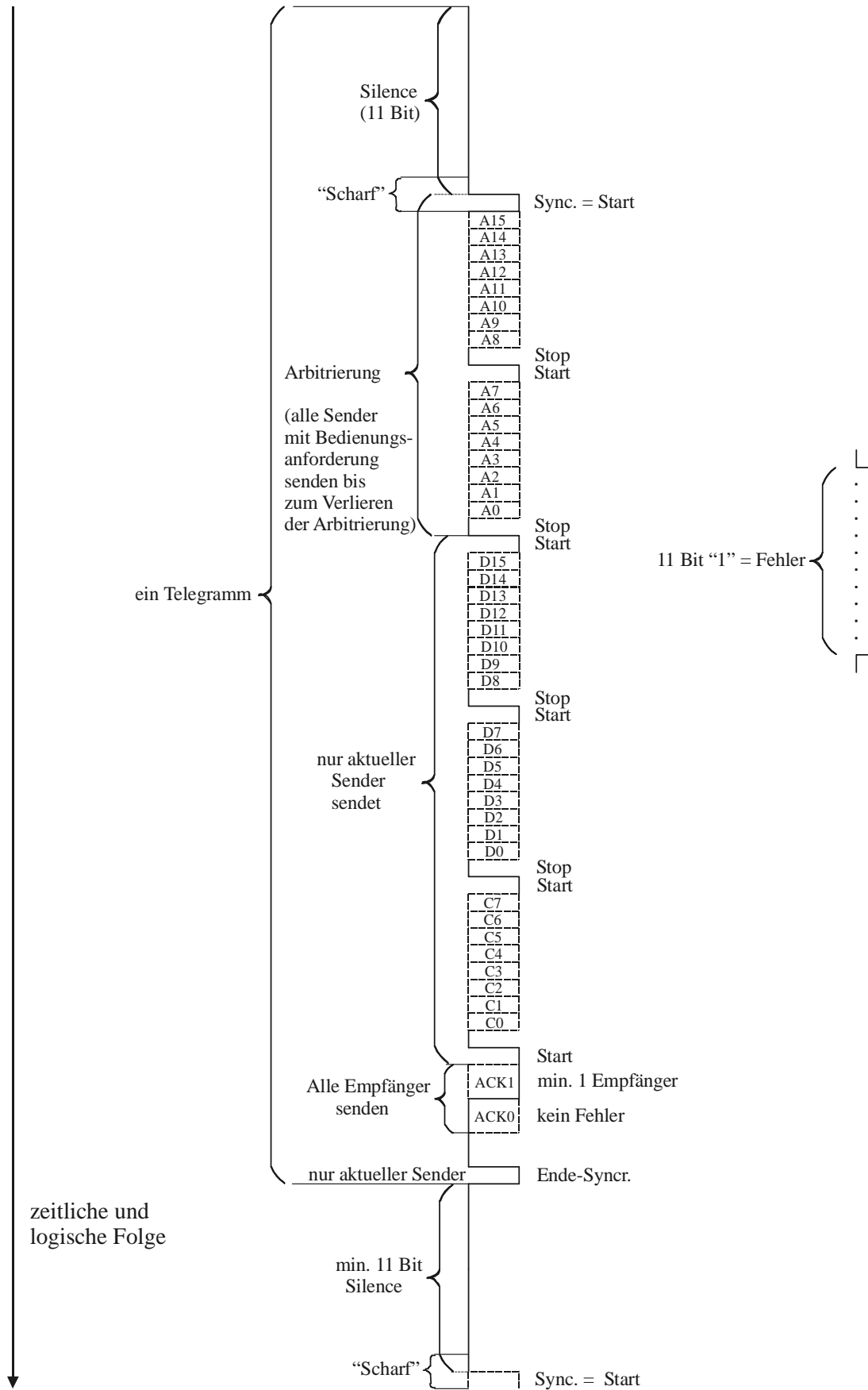


Abbildung 4-21: Zeitlicher und logischer Aufbau eines Bustelegramms beim SCAN

Nach der Arbitrierungsphase mit 16 Adressbits (A15 bis A0) werden 16 Datenbits (D15 bis D0) gefolgt von einer Checksumme (D7 bis D0) und zwei, zur Sicherheit 2-Bit breiten⁵⁵, Acknowledge-Feldern übertragen (ähnlich dem CAN). Zur exakten Determinierung der abschließenden Ruhephase (Silence / Interframe Space) wird ein Ende-Synchronisationsbit gesetzt. Erkannte Fehler der Blocksicherung werden im zweiten ACK-Feld kenntlich gemacht. Verletzungen von Rahmen- und Zeitbedingungen werden jederzeit von allen Busteilnehmern mit Hilfe eines 11 Bit langen, dominanten Fehlertelegramms und der daraus resultierenden Verletzung des Rahmens angezeigt, so dass die aktuelle Übertragung abgebrochen und ein neuer Zyklus eingeleitet wird.

Das Bustelegramm besitzt somit eine statische Länge bei einer minimalen Anzahl von Bits pro Telegramm unter Verwendung eines Standard UART-Rahmens. Ein Empfang ist somit mit jeder RS232 (PC-)Schnittstelle möglich⁵⁶.

4.5.3 Sicherungsaspekte

Datenübertragungen werden traditionell telegrammweise mit Checksummen oder CRC gesichert. Entscheidend für die Zuverlässigkeit der Fehlererkennung ist die Fähigkeit neben Einzelbit- auch Mehrbitfehler zu erkennen, wobei die Qualität und daraus resultierend die Restfehlerwahrscheinlichkeit durch die Hamming-Distanz $d(c)$ ausgedrückt wird. Diese gibt die Mindestanzahl verfälschter Bits innerhalb eines Telegramms an, die nicht mehr sicher als Fehler erkannt werden können. Eine hohe Effektivität, das heißt eine große Hamming-Distanz bei geringer Anzahl von Checkbits, kann insbesondere der CRC bieten. Je nach Übertragungsstrecke ist die Erkennung von ausgedehnten Büschelfehlern⁵⁷ notwendig, bei stark gestörten Strecken kommen fehlerkorrigierende Codes zum Einsatz, um häufige Telegrammwiederholungen zu vermeiden [Rohling 94]. Feldbussysteme setzen optimalerweise einen 15 Bit CRC ein, einfache Systeme einen 8 Bit CRC oder eine 8 Bit Checksumme, sehr einfache Systeme sogar lediglich Paritätsbits⁵⁸.

Weiterhin ist dafür zu sorgen, dass sogenannte „Babbling Idiots“, also Busknoten die

⁵⁵ Somit unempfindlich gegen Synchronisationsabweichungen. Gleichzeitig ist eine Synchronisationsgenauigkeit von $\frac{1}{2} T_{\text{Bit}}$ ausreichend, was die Acknowledge-Bearbeitung des in Unterkapitel 5.2 beschriebenen Interruptverfahrens vereinfacht.

⁵⁶ Ein Versand ist aufgrund fehlender Arbitrierungsmöglichkeiten ausgeschlossen.

⁵⁷ Verfälschung dicht beieinander liegender Bits

⁵⁸ Entspricht einer 1 Bit Checksumme

ununterbrochen Telegramme senden ohne festzustellen, dass sie den gesamten Busverkehr blockieren, vom Buszugriff ferngehalten werden. Dies kann einerseits durch hardwarerealisierte Zeitfenster wie beim FlexRay [Goldbacher 01] erfolgen oder durch eine Detektion wiederholt erfolgloser Buszugriffe wie beim CAN [Etsch 94], was hier beim SCAN durch einen Hardware-Watchdog realisiert wird.

Um die Einhaltung von Sicherheitsaspekten zu ermöglichen, können die üblichen Verfahren eingesetzt werden, wie sie beispielsweise bei CANopen-Safety im Protokoll DSP-304 angewandt werden, womit die Sicherheitskategorie 3 oder 4 nach EN 954-1 erreichbar ist. Eine entsprechende Zulassung wurde durch das BiA für CANopen bereits erteilt [Kieviet 01], ein redundanter Hardwareaufbau ist daher nicht zwingend notwendig. Zu beachten ist jedoch die nach SIL geforderte Restfehlerwahrscheinlichkeit, woraus sich Forderungen nach der minimalen Reaktionszeit ergeben. Das Grundprinzip besteht aus periodisch wiederkehrendem, bitinvertierten zweimaligen Senden der sicherheitsrelevanten Daten innerhalb eines definierten Zeitfensters mit aufeinander folgenden und in mindestens 2 Bit unterschiedlichen Telegramm-Identifiern.

Für eine weitere Festigung des Sicherheitsniveaus wäre eine redundante Ausführung des Busmediums und der Kopplerhardware möglich, dies würde jedoch dem Gedanken eines aufwands- und kostenoptimierten Systems widersprechen. Für spezielle Anwendungen wäre jedoch ein Erweiterungsaufsatz denkbar, der bei Bedarf diese Redundanz ermöglicht.

4.5.4 Leistungsbereich

Durch den Ansatz der minimalen Auslegung des Bussystems gelten die in Abschnitt 3.2.3.6 genannten Einschränkungen bezüglich der Leistungsfähigkeit von Regelkreisen. Die für Klasse-A Systeme typisch erzielbare Datenrate von 10 kbit/s zielt eindeutig auf Anwendungen mit geringen und meist stochastisch auftretenden Datenströmen wie Gebäudeleittechnik, Verfahrenstechnik und Netzleittechnik [Neumann 99], Komfortanwendungen in Fahrzeugen sowie (Kunden-)Informationssysteme ab. Durch die Möglichkeit hochpriorer Alarmmeldung in weniger als 10 ms absetzen zu können, sind auch Anwendungen in der traditionellen Automatisierungstechnik möglich, sofern das durchschnittliche Datenvolumen dies zulässt.

Der Vergleich der beim SCAN erzielbaren Telegrammrate mit der Telegrammrate anderer Systeme verdeutlicht die Leistungsfähigkeit des SCAN (Tabelle 4-9). Der EIB bleibt, aufgrund von großen Telegrammzwischenräumen bei gleicher Datenrate, um den Faktor 3 zurück [Rose 93], selbst ein LON-System mit einer Datenrate von 625 kbit/s erreicht im besten Fall die fünffache Telegrammrate. Bedingt durch das „Predictive p-

Persistent“ Zugriffsverfahren bricht im ungünstigsten Fall mit 1024 Arbitrierungsslots die Telegrammrate auf 15% des beim SCAN erreichten Wertes ein! Hinzu kommen beim LON die im Normalfall wirkenden, zusätzlichen Verzögerungszeiten durch interne Bearbeitung, Bestätigung und eine Wartezeit vor Telegrammwiederholungen, so dass keine Reaktionszeiten unter 10 ms erreicht werden [Dietrich et al. 97].

| Feldbus | Telegrammrate [1/s] | Brutto-Datenrate [kbit/s] | Abhängigkeit der Telegrammrate |
|---------|------------------------|------------------------------|-----------------------------------|
| SCAN | 137 | 9,6 | - |
| EIB | 25- 50 | 9,6 | Nutzdaten pro Telegramm |
| LON | 20- 448 | 78,0 | Buslast (Prediction) |
| LON | 20- 720 | 625,0 | Buslast (Prediction) |

Tabelle 4-9: Vergleich der maximalen Telegrammrate einiger Systeme der Feldbusgruppen 4 und 5

Der Vergleich des SCAN mit dem LIN-System [Micro 01], das eine Low-Cost Erweiterung des CAN darstellt, ist in Tabelle 4-10 im Detail ausgeführt. Auch hier ergeben sich eklatante Unterschiede zugunsten des SCAN.

| Feldbus | LIN | SCAN |
|---|----------------------|-----------------------|
| Max. Teilnehmer pro Segment | 8 (16) | 1000 |
| Nutzbarer Adressraum | 16 (64) | 32768 |
| Max. Leitungslänge | 40 m | 1000 m |
| Datenrate | 20 kbit/s | 10 kbit/s |
| Buszugriffsverfahren | Polling (Monomaster) | CSMA/CA (Multimaster) |
| Energieversorgung | extern | integriert |
| Leitungstreiber | LIN Transceiver | einfacher Transistor |
| Elektrische Übertragungsart | absolut | differenziell |
| konzeptioneller Schutz vor Masseschleifen | nein | ja |
| Terminierung notwendig | integriert | nein |

Tabelle 4-10: Vergleich zwischen den Feldbussystemen LIN und SCAN

Der Bedarf an elektrischer Leistung eines nach Abschnitt 4.3.2 Fall (1) mit 1000 Buskopplern voll bestückten SCAN-Systems beträgt lediglich 70 W, unter Berücksichtigung der Netzteilverluste ca. 80 W und somit 80 mW pro Busknoten. Dies ist im Vergleich zu anderen Systemen ein äußerst geringer Wert, der unter ökologischen Gesichtspunkten erst einen großflächigen Einsatz der Bustechnik zulässt.

4.5.5 Implizite Semantik

Zur Konsistenzsicherung der Datentypen und einfachen Darstellbarkeit bei Servicezugriffen bietet sich die Verwendung einer impliziten Semantik an. Um keinen Widerspruch zur Optimierung des Systems zu schaffen, sollten jedoch lediglich ungenutzte Kapazitäten des Telegramms verwendet und keine zusätzlichen Semantikbytes eingeführt werden. Da Datentypen unterschiedlicher Bitlänge zu übertragen sind, ist die Aufteilung zwischen semantischer Kennung und den Daten dynamisch vorzunehmen. Innerhalb einer Gruppe sind die Werte weitestgehend kompatibel, so dass eine Überprüfung der Gruppenzugehörigkeit, vor der Verarbeitung empfangener Messwerte, semantisch unsinnige Auswertungen verhindert und beispielsweise eine Textausgabe nicht als Messwert fehlinterpretiert werden kann. Tabelle 4-11 listet Gruppen auf, die bei Feldbusanwendungen zu erwarten sind.

| Gruppe (Grp) | Wortbreite | Bemerkung |
|-------------------------------------|------------|---|
| Messwert (M) | 12- 14 Bit | Auflösung üblicher ADU |
| Binärwert (B) | 8 Bit | Binäre Zustände und Zahlenwerte |
| Gerätesteuerung (G) | 8 Bit | i.a. seriell übertragene Daten zur Steuerung von Messgeräten u.ä. |
| Text (T) | n * 7 Bit | Text im ASCII Format zu und von Bedienpanelen |
| Zähler (Z) | 20- 24 Bit | Übliche Zählerbreite von 6-7 dezimalen Stellen |
| Auswahl (A) | 10- 14 Bit | Zeiger in ein- und zweidimensionale Tabellen |
| Verhältnis (V) / einfacher Messwert | 7-8 Bit | Prozentuale Angaben oder Messwerte geringer Auflösung |
| Spezielle Werte (S) | 16 Bit | Besondere Werte auf reservierten IDs |

Tabelle 4-11: Gruppierung von Datentypen bei der Feldkommunikation

Eine weitere Verfeinerung dient, neben erweiterter Semantikprüfung, im Wesentlichen der besseren Übersicht bei Installation und Wartung, indem ein Busmonitor automatisch

korrekte physikalische Größen und Einheiten anzeigt. Gleichzeitig wird sichergestellt, dass Quelle und Senke gleiche Skalierungen verwenden. Eine mögliche Codierung für häufig benötigte Größen ist in Tabelle 4-12 zu sehen, nicht aufgeführte Größen sind als „allgemein“ zu deklarieren. Die gewählte Codierung erlaubt eine variable Nutzung der Datenbreite, je nach Datentyp unterschiedlich definiert, bei gleichzeitiger Bereitstellung einer großen Anzahl von Datentypen und eindeutiger Codierung. Zählerwerte werden in mehrere Telegramme zerlegt, da die notwendige Datenbreite größer als die Maximalbreite von 16 Bit ist. Die semantischen Informationen befinden sich dabei im letzten Telegramm, die anderen Telegramme mit direkt aufeinanderfolgenden IDs erhalten lediglich die Kennung „Zählerteilwerte“. Eine korrekte Zuordnung der Telegramme durch einen Busmonitor ist dabei weiterhin möglich.

Diese Festlegung ist nur bedingt vergleichbar mit den vielfältigen Definitionen wie sie beispielsweise von CANopen [CIA 99] vorgenommen werden, da dort eine Funktionszuordnung über ID-Bereiche durchgeführt wird, jedoch keine Zuordnung von Datentypen und physikalischen Einheiten.

Die Messbereiche sowie die ausgewählten Messgrößen basieren auf Erfahrungswerten. Obwohl diese Art der integrierten physikalischen Größen eine inhärente Interoperabilität sichert, wird bei genauer Betrachtung schnell deutlich, dass nicht alle physikalischen Grund- und abgeleiteten Größen erfasst werden können. Anwendungen im mikroskopischen Maßstab, beispielsweise in der Medizintechnik, oder im makroskopischen Maßstab, beispielsweise in der Kraftwerkstechnik, sind durch die gewählten Messbereiche und den beschränkten Dynamikumfang lediglich begrenzt möglich.

Ein alternativer Ansatz (Tabelle 4-13) eliminiert die physikalischen Einheiten und Messbereiche unter Beibehaltung und Erweiterung der semantischen Überprüfung laut Tabelle 4-11. Unzulässige Operationen werden zuverlässig verhindert, insbesondere durch die Aufspaltung der binären Werte in Zahlen und Zustände. Der Typ „Verhältnis“ wird den binären Zahlenwerten zugeschlagen und auf 8 Bit skaliert. Der Typ „Uhrzeit/-Datum“ bleibt aufgrund seiner Bedeutung sowie einer speziellen Codierung der Einzelwerte und Verknüpfung mit dem systemnahen Sekundentakt erhalten. Die undifferenzierte Belegung der „allgemein“ Typen mit nicht erfassten Datentypen ist in diesem Fall nicht mehr notwendig. Allerdings ist nun die gesamte Verwaltung der physikalischen Einheiten sowie die Skalierung im Kontext mit der Parametrierung des Bussystems über ein Parametrierungstool zentral vorzunehmen und zu speichern. Ein Busmonitor benötigt diese Daten ebenfalls, um eine sinnvolle Darstellung zu erreichen. Somit geht gegenüber dem ersten Ansatz ein Teil des Automatismus verloren, im Gegenzug ist diese Codierung universell.

| Datentyp | Grp | Einheit, Auflösung, Anwendung | Codierung |
|----------------------|-----|---|--|
| Sekundentakt | S | 1 s für Anzeige, Zeitsteuerung, Zeitstempelung, Synchronisation | nnnnnnnnn nnnnnnnnn |
| Text | T | ASCII-Zeichen | 11nnnnnnn nnnnnnnnn |
| Spannung | M | 0,1 V | 1011nnnnn nnnnnnnnn |
| Strom | M | 0,01 A | 1010nnnnn nnnnnnnnn |
| Leistung | M | 1 W | 1001nnnnn nnnnnnnnn |
| Temperatur | M | 0,1 K | 1000nnnnn nnnnnnnnn |
| Geschwindigkeit | M | 0,1 km/h | 0111nnnnn nnnnnnnnn |
| Länge / Abstand | M | 0,01 m | 0110nnnnn nnnnnnnnn |
| Durchfluss | M | 0,02 l/s | 0101nnnnn nnnnnnnnn |
| Zeitdifferenz | M | 1 s | 0100nnnnn nnnnnnnnn |
| Analogwert allgemein | M | | 0011nnnnn nnnnnnnnn |
| Auswahl | A | Auswahl fester Anzeigetexte oder Kreuzschienenverteiler | 0010nnnnn nnnnnnnnn |
| Zählerteilwert | Z | Ergänzende Zählerstellen | 0001nnnnn nnnnnnnnn |
| Uhrzeit/Datum | Z | Monat, Tag, Stunde, Minute, Jahr, Sommerzeit, Sonderflags | 00001111 nnnnnnnnn 00001110 nnnnnnnnn |
| Ladungszähler | Z | Amperestundenzähler | 00001101 nnnnnnnnn |
| Energiezähler | Z | „Stromzähler“, kWh | 00001100 nnnnnnnnn |
| Entfernungszähler | Z | Kilometerzähler | 00001011 nnnnnnnnn |
| Volumenzähler | Z | Wasseruhr | 00001010 nnnnnnnnn |
| Ereigniszähler | Z | | 00001001 nnnnnnnnn |
| Zähler allgemein | Z | | 00001000 nnnnnnnnn |
| Feuchte | V | Hygrometer | 00000111 Xnnnnnnnn |
| Lichtstärke | V | Dimmen der Beleuchtung | 00000110 Xnnnnnnnn |
| Druck | V | 0,1 bar | 00000101 Xnnnnnnnn |
| Verhältnis allgemein | V | | 00000100 Xnnnnnnnn |
| Gerätesteuering | G | Steuerbyte zur Ein-/Ausgabe | 00000011 nnnnnnnnn |
| Binärer Zahlenwert | B | | 00000010 nnnnnnnnn |
| Binäre Zustände | B | Schalter/Relaisgruppen | 00000001 nnnnnnnnn |
| Binärwert allgemein | B | | 00000000 nnnnnnnnn |

n = Nutzdatenbit
X = don't care

Tabelle 4-12: Implizite semantische Codierung mit physikalischen Größen unter Berücksichtigung einer variablen genutzten Datenbreite

| Datentyp | Grp | Anwendung | Codierung |
|--------------------|-----|--|---|
| Sekundentakt | S | Anzeige, Zeitsteuerung, Zeitstempelung, Synchronisation | nnnnnnnnn nnnnnnnnn |
| Text | T | ASCII-Zeichen | 11nnnnnnn nnnnnnnnn |
| Messwert | M | Spannung, Strom, Leistung, Temperatur, Geschwindigkeit, Drehzahl, Länge, Durchfluss, Feuchte, Lichtstärke, Druck, Zeit, Zeitdifferenzen, Ereignisse pro Zeiteinheit; Zweierkomplementdarstellung | 10nnnnnnn nnnnnnnnn |
| Auswahl | A | Auswahl fester Anzeigetexte oder Kreuzschienenverteiler | 01nnnnnnn nnnnnnnnn |
| Zähler | Z | Energiezähler, Ladungszähler, Entfernungszähler, Volumenzähler, Ereigniszähler | 0011nnnnn nnnnnnnnn |
| Zählerteilwerte | Z | Ergänzende Zählerstellen | 0010nnnnn nnnnnnnnn |
| Uhrzeit/Datum | Z | Monat, Tag, Stunde, Minute, Sommerzeit, Sonderflags; Jahr als Zählerteilwert | 0001nnnnn nnnnnnnnn |
| Reserve | | | 00001111 nnnnnnnnn bis 00000011 nnnnnnnnn |
| Gerätesteuerung | G | Steuerbyte zur Ein- /Ausgabe | 00000010 nnnnnnnnn |
| Binärer Zahlenwert | B | Zahlenwertebereich 0-255 oder Verhältnis 0-100% | 00000001 nnnnnnnnn |
| Binäre Zustände | B | Schalter/Relaisgruppen | 00000000 nnnnnnnnn |

n = Nutzdatenbit

Tabelle 4-13: Implizite semantische Codierung ohne physikalische Größen

Sollten Messwerte eine größere Genauigkeit als die hier zugrunde gelegten 14 Bit erfordern, so ist der Datentyp „Zähler“ mit 24 Bit Auflösung zu verwenden. Eine weitere Steigerungsmöglichkeit besteht darin, jedem Zähler nicht nur einen Zählerteilwert mit nachfolgender ID, sondern mehrere aufeinanderfolgende Zählerteilwerte festzulegen, so dass Auflösungen von 36 oder 48 Bit entstehen. Dies ist jedoch als Sonderfall einzustufen und wird aufgrund der geringen Häufigkeit das Feldbussystem gering belasten.

Zur vollständigen Nutzung der zur Verfügung stehenden 16 Bit Auflösung kann als weitere Möglichkeit eine Trennung von Daten und Semantik durchgeführt werden. Dabei wird eine semantische Information lediglich auf Anforderung im System

versendet. Dies würde auch beim Hinzufügen von Geräten im laufenden Betrieb, sowohl von Datenquellen als auch von Datensenken, die teilnehmerbezogene Übertragung umfangreicher Semantikinformatoren sicherstellen, ohne den eigentlichen Datentransfer mit der Übertragung redundanter Information zu belasten und ohne eine Einschränkung der Nutzdatenbreite zu bedingen. Dazu sendet jede Datenquelle beim Start des Busknoten nach „Hot Insertion“ oder Reset neben den aktuellen Messwerten einmalig Semantikinformatoren aus, Datensenken fordern beim erstmaligen Empfang eines Messwertes die Semantikinformatoren bei der Datenquelle an. Da die Semantikinformatoren in diesem Fall ebenfalls 16 Bit umfasst, ist eine nahezu erschöpfende Zuordnung aller denkbaren physikalischen Werte und Skalierungen möglich.

Ein vollständiger Verzicht auf die Übertragung semantischer Informationen ist ebenfalls möglich, wenn diese in einer zentralen oder internetbasierten Datenbank gehalten werden [Diedrich et al. 01]. Da beim Zuschalten neuer Teilnehmer in der Regel eine Parametrierung mit Hilfe eines Tools notwendig ist, ist hierzu meist kein weiterer Arbeitsschritt erforderlich. Bei dieser Konzeption ist es jedoch ausgeschlossen, dass vorkonfigurierte neue Teilnehmer selbstorganisierend und inhärent sicher ins System geschaltet werden, es sei denn, diese Teilnehmer würden die gesamte notwendige Information in sich tragen und mit einem permanent zugreifbaren Parametrierungstool automatisch in Kontakt treten, was jedoch bei ressourcenminimierten Systemen fraglich erscheint.

Tabelle 4-14 stellt die verschiedenen Möglichkeiten der Semantikcodierung abschließend gegenüber.

4.5.6 Acceptance Filter und applikationsspezifische Funktionen

Ein Set häufig benötigter Funktionen ist bereit zu stellen, um die notwendige Programmierarbeit auf ein Minimum zu reduzieren beziehungsweise durch Parametrierung zu ersetzen. Dazu wird im Betriebssystem ein „Abo-Dienst“ eingerichtet, der einerseits Standardbearbeitungsfunktionen bereit stellt, andererseits für die Benachrichtigung der Softwarefunktionen bei eingehenden Telegrammen verantwortlich ist. Dadurch erfüllt er die Funktion der vom CAN bekannten Acceptance-Filter. An dieser Stelle setzt auch die Überprüfung und gegebenenfalls Neubewertung von Semantikinformatoren an. Der „Abo-Dienst“ bietet durch die parametrierbaren Standardfunktionen bereits einen Teil der gewünschten Funktionsblöcke an. Darüber hinausgehende Funktionsblöcke werden durch bedingte Übersetzung (Conditional Compilation) mit Hilfe eines Konfigurations-tools erzeugt.

| Semantik | Vorteile | Nachteile |
|------------------------------------|---|--|
| Implizit mit physikalischen Größen | Inhärente Sicherheit durch exakte Einheitenzuordnung | geringe Anzahl von Standardeinheiten, Nutzdatenbreite begrenzt |
| Implizit ohne physikalische Größen | Inhärente, teilweise Sicherheit durch erweiterte Gruppenzuordnung, Nutzdatenbreite verbessert | Keine Einheitenzuordnung |
| Versand auf Anforderung | Teilnehmerbezogene Sicherheit, volle Nutzdatenbreite, großer Einheitenraum | Keine inhärente Sicherheit, zusätzlicher Aufwand für Implementierung der Verfahren |
| Datenbank | Volle Nutzdatenbreite, kein Übertragungsaufwand, unbegrenzter Einheitenraum | Lediglich indirekte Sicherheit, kein direktes selbstorganisieren-des Zuschalten von Teilnehmern, hoher Implementierungsaufwand |

Tabelle 4-14: Gegenüberstellung der Codierungsmöglichkeiten von Semantikinformatio n im Feldbereich

Einfache und häufig benötigte Standardfunktionen betreffen im Wesentlichen die bitweise Ein-/Ausgabe, wie sie von fel dnahen Geräten typischerweise benötigt werden und unter anderem die Grundlage für SPSen darstellen. Dazu gehören, neben der rudimentären Ein-/Ausgabe, Funktionen wie Kontaktentprellung, Erzeugung von Impulsinformationen aus Flankenwechseln, Neu zuordnung von Bitpositionen, Relaisansteuerung und Setzen der integrierten Anzeigeelemente.

Sonderfunktionen dienen der Steuerung aufwendigerer Applikationsadapter. Aus Gründen der begrenzten Ressourcen kann lediglich eine Sonderfunktion pro Busknoten bereit gestellt werden. Daher ist eine bedingte Übersetzung des Programms notwendig, so dass jeder Busknoten lediglich eine bestimmte Sonderfunktion wahrnimmt, die von der jeweils angekoppelten Hardware abhängig ist. Um dem Anwender ein Plug&Play zu ermöglichen, sind vollständige Busknoten, bestehend aus Buskoppler und Applikationsadapter, in fertig programmierter Form bereit zu stellen. Für alle anderen Fälle ist durch ein einfach bedienbares Tool eine Unterstützung anzubieten.

Standard- und Sonderfunktionen sind an den jeweiligen Koppler gebunden, da sie eine Vorverarbeitung der Eingangssignale mit direktem Hardwarebezug beziehungsweise Ansteuerung von Hardware darstellen. Diese Funktionen sind lokal auszuführen, um die Busübertragung nicht unnötig zu belasten und die zeitlichen Randbedingungen einhalten zu können.

Die dritte Gruppe besteht aus Funktionen, die sowohl im Ein- als auch im Ausgangspfad Feldbustelegramme aufweisen und somit im System frei positionierbar sind, so dass sie im Sinne von [Kiefer 96] eine Partitionierung des Feldbussystems erlauben. Auch die Zusammenfassung dieser freien Sonderfunktionen in einer zentralen Einheit ist möglich. Zu dieser Gruppe der „freien“ Funktionen gehören Zeitgeber, Toggle-Schalter⁵⁹, logische Verknüpfungen und Ablaufsteuerungen.

Alle Gruppen greifen bei Bedarf auf bereit gestellte Bibliotheken (Bib) zurück, um häufig auftretende Probleme wie Messwertskalierung und Jitterbeseitigung zu lösen.

Tabelle 4-15 listet die Funktionen mit Angabe von Datenquelle und –senke auf (Hardware, Telegramm), wobei die Aufstellung keinen Anspruch auf Vollständigkeit erhebt. Ergänzende Standard- (Std) und freie Funktionen (frei) sind so zu wählen, dass das Set an Funktionen einerseits ausreichend allgemein ist, um bei überschaubarer Funktionsanzahl den größten Teil der allgemeinen Anwendungen abzudecken, gleichzeitig aber speziell genug, um nicht bereits bei kleinen Abweichung den Bedarf nach einer Sonderfunktion (So) zu erzeugen.

⁵⁹ Bei jedem Impuls ändert sich die gespeicherte Schalterstellung. In der Installationstechnik werden diese meist als Relais ausgeführten Bausteine als „Stromstoßschalter“ oder nach dem Markenhersteller „Eltako“ bezeichnet.

| Bezeichnung | Grp | Quelle | Senke | Funktion |
|-----------------|-------|------------------|-----------------|---|
| Binäre Eingabe | Std | Hardw | Telegr | Einfache Schaltfunktionen |
| Binäre Ausgabe | Std | Telegr | Hardw | Einfache Schaltfunktionen |
| Relais | Std | Telegr | Hardw | Ansteuerung elektron. u. bistabiler Relais |
| Entprellung | Std* | Hardw | Telegr | Entprellung von Kontakten und Schaltern |
| Pulsgenerierung | Std* | Hardw | Telegr | Impulsgenerierung aus Pegelwechseln |
| Bitswap | Std** | Telegr | Hardw | Neuzuordnung von Bitpositionen |
| Anzeigen | Std | intern Telegr | Hardw | Anzeige von Busknotenzuständen oder Telegramminhalten (binär) |
| Zeitgeber | frei | Telegr | Telegr | Zeitfunktionen |
| Toggleschalter | frei | Telegr | Telegr | Stromstoßschalter |
| Logik | frei | Telegr | Telegr | Logische Verknüpfungen |
| Ablauf | frei | Telegr | Telegr | Ablaufsteuerung |
| N.N. | So | Hardw Telegr | Telegr Hardw | Diverse Sonderfunktionen zur Ansteuerung von Sensoren/Aktoren |
| Skalierung | Bib | Hardw Telegr | Telegr | Skalierung von Messwerten und Jitterunterdrückung |
| Vergleicher | Bib | Hardw Telegr | Telegr | Vergleich von Messwerten |
| Alarm | Bib | Hardw Telegr | Telegr | Alarmgenerierung bei Verletzung von Bereichsgrenzen |

Tabelle 4-15: Auswahl zur Bildung eines Sets häufig genutzter Funktionen für Feldbusknoten

Mögliche Kombinationen und Verkettungen der Funktionen sind anhand der internen Struktur des Busknotens in Abbildung 4-22 zu sehen⁶⁰. Die Applikationshardware wird entweder durch Standard Ein-/Ausgabe oder Sonderfunktionen angesprochen. Hardwarebedingte Änderungen werden durch den Versand von Telegrammen auf den Bus gemeldet. Zuvor kann eine oder eine Verkettung von mehreren Vorverarbeitungen durch „Std*“ Funktionen durchgeführt werden. Gleiches gilt für die Standardausgabe. Sonderfunktionen können statt dessen auf die Funktionsklasse „Bib“ mit häufig benötigten Blöcken zur Signalkonditionierung komplexer Sensoren zurückgreifen.

⁶⁰ Der ISO/OSI Layer 2 wird nicht dargestellt.

Eingehende Telegramme werden anhand einer Acceptance-Liste an die jeweiligen Einheiten innerhalb des Busknotens weitergeleitet. Dies kann neben der Standardausgabe, dem Betriebssystem oder einer Sonderfunktion alternativ eine „freie“ Funktion sein, die aufgrund des nicht vorhandenen Hardwarebezuges lediglich Busein- und -ausgaben kennt. Die optional vorhandenen Anzeigeelemente signalisieren den internen Zustand des Buskopplers und gegebenenfalls der Hardware.

Eine darüber hinausgehende Funktionsvielfalt wäre mit dem Grundsatz der Ressourcenoptimierung nicht vereinbar. Bereits die „freien“ Funktionen stellen einen Kompromiss dar und sind zusätzlich oder alternativ in einer zentralen Steuereinheit laut Abbildung 4-2 implementierbar. Mehrere Standard Ein-/Ausgaben können jedoch unabhängig voneinander unterschiedliche Hardware bedienen, sofern die konkreten Ressourcen dies zulassen.

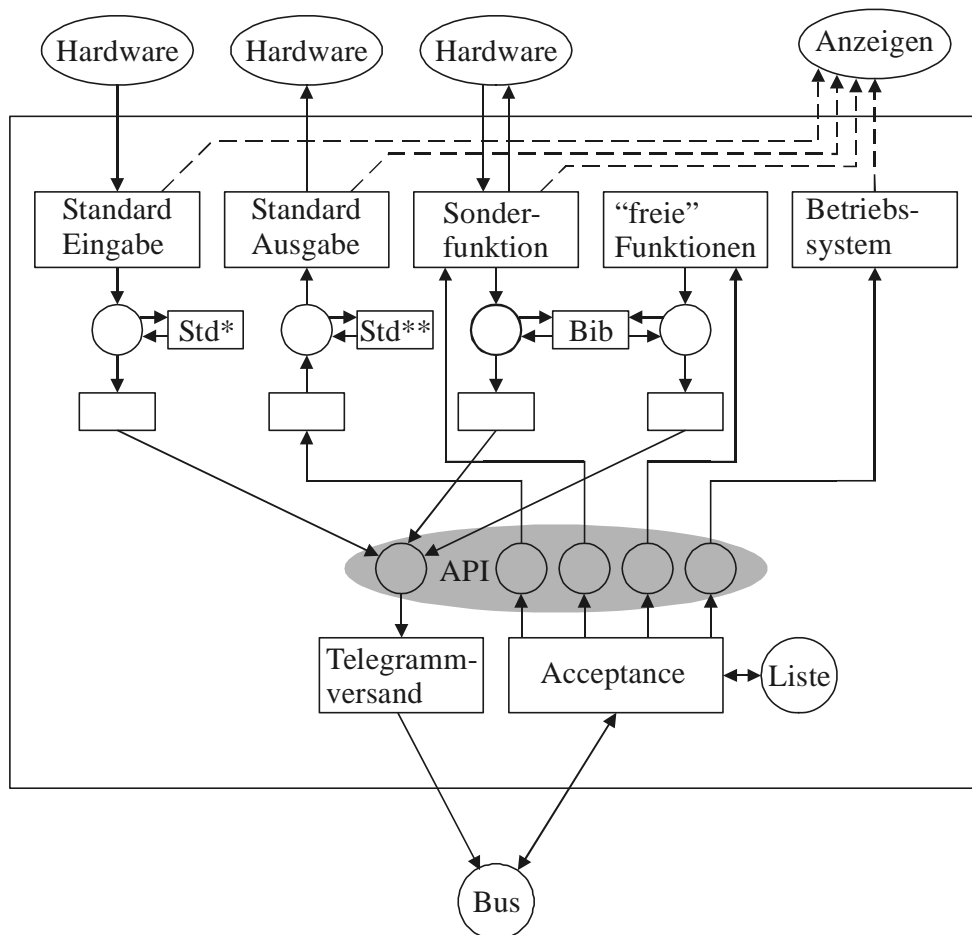


Abbildung 4-22: Modellierung der Funktionsverknüpfungen innerhalb eines SCAN Feldbusknotens

5 Modell der Feldbussoftware des SCAN

Die Modellierung des Feldbussystems dient der Dokumentation und einfachen Erweiterbarkeit des von Natur aus linear niedergelegten Assembler-Programmcodes. Wie in Abschnitt 2.1.1 erwähnt, dient sie ebenso dem Erkenntnisgewinn durch Simulation von Programmteilen oder des Gesamtsystems aus mehreren Busknoten. Eine automatische Codegenerierung, ähnlich der im Projekt SatZB realisierten (siehe Unterkapitel 1.2), ist bei entsprechend detaillierter Modellierung möglich.

5.1 Randbedingungen

Aus den Ressourcenvorgaben in Bezug auf Rechenleistung, Speicher und Hardware ergeben sich eine Reihe von im Wesentlichen zeitlichen Vorgaben (Timing-Constraints), insbesondere unter Berücksichtigung der Realisierbarkeit von „Smart Nodes“.

Als besonders zeitkritisch ist der Bereich des ISO/OSI-Layers 2 einzustufen, da aufgrund der Signalformung eine Genauigkeit im Mikrosekundenbereich notwendig ist, was in der Größenordnung einer Befehlsabarbeitungszeit liegt. Weiterhin ist eine zyklische Abarbeitung der ein- und ausgehenden Bits notwendig. Daher ist die gesamte Bearbeitung des ISO/OSI-Layers 2 im Interrupt zu implementieren. Der Interrupt wird per Hardware-Timer äquidistant aufgerufen, dadurch kann die zeitliche Lage exponierter Schreib-/Lesebefehle exakt festgelegt werden. Allerdings ist die Häufigkeit des Aufrufs der Interruptroutine möglichst gering zu halten, da der aus den notwendigen Sprüngen sowie dem Sichern und Wiederherstellen von Registern resultierende Overhead die Performance des Systems stark beeinträchtigt. Um bei gegebener Interruptzykluszeit die Abtastrate des Eingangssignals zu erhöhen, wird der Programmablauf verschränkt, so dass zwei Abtastungen des Buspegels während der Bearbeitung jedes Interruptaufrufes erfolgen. Eine noch größere Anzahl von Abtastungen pro Interruptaufruf würde dagegen den Aufwand innerhalb der Interruptroutine drastisch erhöhen, da durch einen einfachen Mikrocontroller lediglich binäre Entscheidungen mit geringem Aufwand zu treffen sind sowie die Komplexität der Logik schnell anwachsen würde.

Alle Funktionen ab ISO/OSI-Layer 4 aufwärts sind als nicht zeitkritisch anzusehen und werden daher im Hauptprogramm implementiert.

Der ISO/OSI-Layer 2 ist aufgrund der kritischen Faktoren als Hauptbestandteil eines Pilotsystems zu realisieren. Alle höheren Layer weisen geringere Zeitanforderungen auf

und sind daher in einem jederzeit unterbrechbaren Hauptprogramm unterzubringen, dem die verbleibende Rechenzeit zugeteilt wird. Somit wird ein lediglich zweischichtiger Aufbau des Systems erreicht, wie er auch für moderne Betriebssysteme mit „möglichst wenigen Schichten mit hoher Funktionalität mit Modularisierung innerhalb der Schichten“ aus Komplexitätsüberlegungen vorgeschlagen wird [Langendörfer et al. 93]. Dies ist auch in der Petrinetz-Modellierung des Betriebssystems auf der Übersichtsseite in Abbildung 5-2 deutlich erkennbar, in der die Bestandteile *Interruptroutine* und *Hauptschleife*, durch Schnittstellen verbunden, nebeneinander stehen. Ergänzt werden sie lediglich durch die parallel arbeitende Hardwareeinheit des *Watchdog* sowie der Anbindung der *Interruptroutine* zum Busmedium über *Pegelanpassung* und die Bereitstellung von *Sub_Routinen* für die *Hauptschleife*.

Es handelt sich hierbei jedoch nicht um ein traditionelles Multitasking-System, sondern das System ist auf genau zwei Tasks mit fester Zeitscheibe ohne Prozesssynchronisation oder Prozessanstoß reduziert. Die Kommunikation und Datensynchronisation geschieht lediglich über Register beziehungsweise Plätze.

Es ist zu gewährleisten, dass die dem Hauptprogramm zur Verfügung gestellte Rechenzeit zur Bearbeitung der höheren Schichten ausreicht. Dies bedeutet konkret, dass innerhalb einer Telegrammlaufzeit die Bearbeitung jedes empfangenen Telegramms auf den höheren Schichten abgeschlossen wird. Dabei kann es sich auch um eine Datenübergabe an zyklisch ablaufende Funktionen handeln, welche die weitere Bearbeitung übernehmen. Bei Implementierung eines Empfangsfifos und Einführung eines zeitlichen Mindestabstandes zwischen zwei relevanten Telegrammen erhöht sich die zur Verfügung stehende Zeit entsprechend.

Im Folgenden wird die Modellierung des Betriebssystems auf der Übersichtsseite in Unterkapitel 5.2 näher erläutert. Anschließend werden alle Unternetze wie *Watchdog* (Abschnitt 5.2.3), *Schnittstelle* (Abschnitt 5.2.4), *Pegelanpassung* (Abschnitt 5.2.5) und *Sub_Routinen* (Abschnitt 5.2.6), insbesondere aber die *Interruptroutine* (Abschnitt 5.2.1) und die *Hauptschleife* (Abschnitt 5.2.2) im Detail betrachtet.

Danach werden einige Beispiele der Detailmodellierung in Unterkapitel 5.3 aufgegriffen. Zum Abschluss wird in Unterkapitel 5.4 exemplarisch die Einbindung einer Sonderfunktion am Beispiel des „optischen Distanzsensors“ durchgeführt und ausführlich die Beziehung zwischen Ablaufnetz und Beschreibungsnetz herausgestellt.

Zur besseren Orientierung ist in Abbildung 5-1 die Hierarchie der in den folgenden Unterkapiteln genutzten Netze dargestellt, wobei die Beschreibungsnetze dunkel hinterlegt sind. Die hier vorgestellten Grob- und beispielhafte Detailmodellierung umfasst 1002 Plätze, 1139 Transitionen und 247 Unternetze.

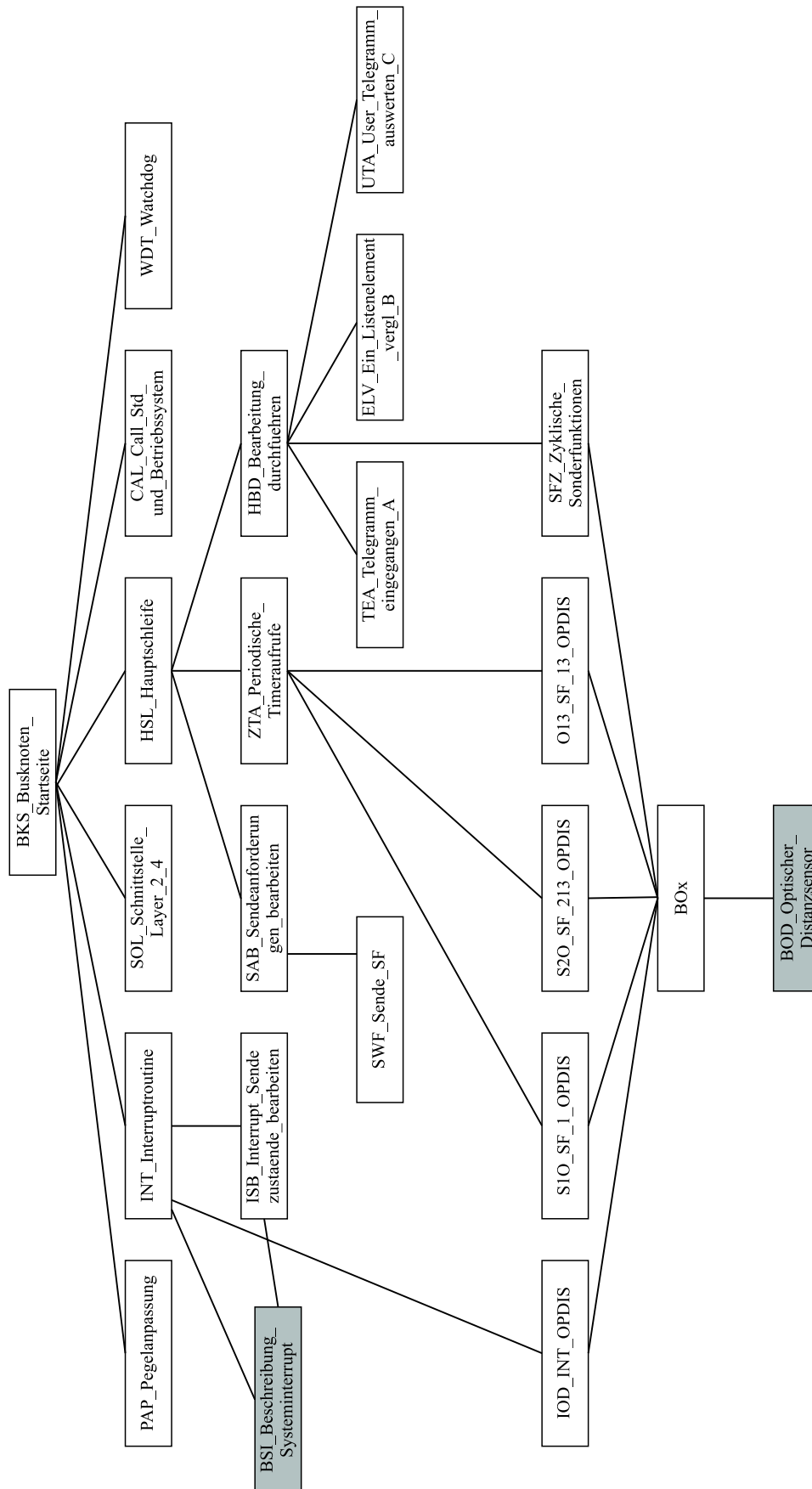


Abbildung 5-1: Hierarchischer Zusammenhang der im Kapitel 5 dargestellten Netze

5.2 Betriebssystem

Die Modellbildung des Feldbussystems wurde durch ein Reverse-Engineering des Pilot-systems durchgeführt. Busknoten des Systems zeichnen sich aufgrund der minimierten Hard-/Softwarestruktur durch Parallelität auf verschiedenen Ebenen aus. Neben Hardwareeinheiten wie dem *Watchdog*⁶¹ werden die zwei Netze *Interruptroutine* und *Hauptschleife* parallel abgearbeitet. Abbildung 5-2 zeigt diese Struktur mit den drei Parallelitäten, womit sich nach Abschluss des Startvorganges und der *Initialisierung* genau drei Programmflussmarken innerhalb des Gesamtnetzes im Umlauf befinden. Die Parameterübergabe zwischen der *Hauptschleife* und der *Interruptroutine* wird über die *Schnittstelle_LAYER_2_4* durchgeführt, die Triggerung des *Watchdog* über den Platz *BKS_CLRWDT*. Wenn diese Triggerung ausbleibt, werden durch die Transition *BKS_NEU_STARTEN* alle Marken aus dem Gesamtnetz entfernt⁶² und der Busknoten neu gestartet. Die Hauptschleife greift über den symbolischen Platz *BKS_FUNKTIONSAUFRUFE* auf *SUB_ROUTINEN* zu, die eine Bibliothek häufig benötigter Funktionen darstellen. Diese Unterfunktionsaufrufe werden ausschließlich vom Hauptprogramm verwendet, da im zeitkritischen Interrupt der Bedarf an Rechenzeit, insbesondere auch für Parameterübergaben, zu groß wäre. Mit dieser Festlegung ist sichergestellt, dass keine Instanzierung der Unterfunktionen notwendig ist, da sich in der aufrufenden Hauptschleife lediglich eine Programmflussmarke befindet. Die Kommunikation der *Interruptroutine* mit der Außenwelt geschieht über eine *Pegelanpassung* und den daran angebundenen toolspezifischen Ein- und Ausgangsplätzen *BKS_EINGANGSPEGEL* und *BKS_AUSGANGSPEGEL*.

Die beiden losgelösten Netze *Beschreibung Interruptroutine* und *Beschreibung Sonderfunktionen* am rechten Rand bieten die entsprechenden Beschreibungsnetze an. Um einen schnellen Zugriff innerhalb des selben Tools und Projektes zu ermöglichen, werden sie direkt auf der *BKS_Busknoten_Startseite* platziert.

⁶¹ Überwacht das Arbeiten des Systems und löst einen Hardwarereset aus, wenn innerhalb eines festgelegten Zeitraums kein Lebenszeichen des Prozessors in Form eines elektrischen Impulses detektiert wird.

⁶² Das Tool bietet eine entsprechende Anweisung, wobei diese Vorgehensweise nicht petrinetzkonform ist.

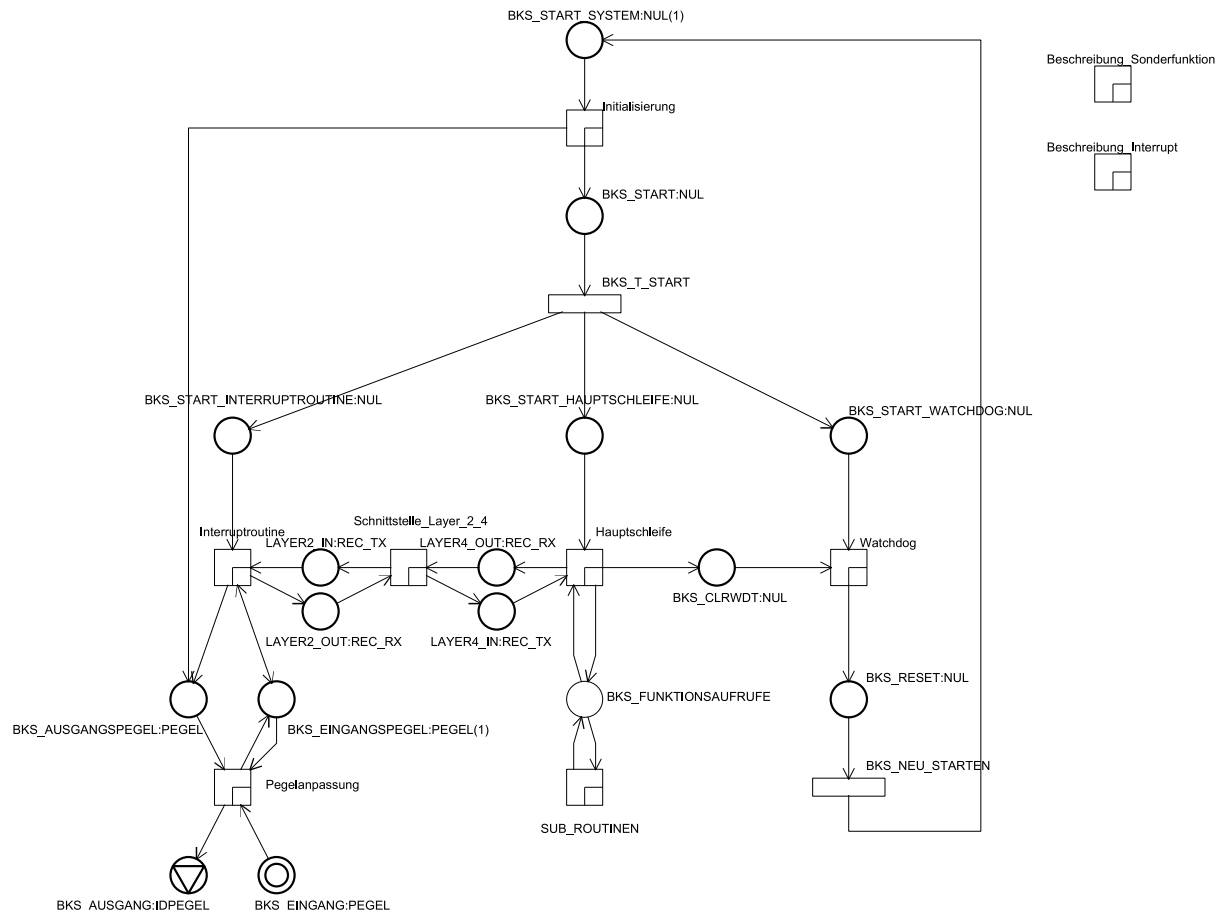


Abbildung 5-2: BKS_Busknnoten_Startseite

5.2.1 Interrupt

Die Startseite der Interruptroutine ist in Abbildung 5-3 dargestellt. Während der Initialisierung wird eine Marke in *BKS_START_INTERRUPTROUTINE* gelegt und durch Schalten der Transition *INT_WARTE_AUF_TIMER* das Eintreten des Hardwaretimerinterrupts modelliert, wobei die Schaltbedingung aus der Simulationszeit abgeleitet werden kann. Da innerhalb der Routine an zwei verschiedenen zeitlichen Positionen, jeweils bei Beginn und Ende, ein Schreib- oder Lesezugriff auf den *BKS_AUSGANGSPEGEL* beziehungsweise den *BKS_EINGANGSPEGEL* erfolgt, um die in Unterkapitel 5.1 erläuterte Verschränkung zu erreichen, wird zu Beginn eine Aufteilung in zwei Pfade vorgenommen. Bei Bedarf wird das beim vorhergehenden Durchlauf in *OUT* gespeicherte Bit durch *INT_SCHREIBE_BIT_VERZOEGERT* zum *BKS_AUSGANGSPEGEL* transportiert. Im anderen Fall wird der *BKS_EINGANGSPEGEL* abgetastet und in *FL_IN* gespeichert. Diese beiden Zugriffsmöglichkeiten arbeiten zeitsynchron, das heißt der Zugriff erfolgt jeweils im gleichen zeitlichen Abstand beziehungsweise Takt bezogen auf das Eintreten des Timerinterrupts. Zusätzlich besitzen beide Zweige die gleiche Befehlsabarbeitungszeit, so dass nach dem an beide Zweige anschließenden *INT_TIMER_LADEN*, zur Reinitialisierung des Hardwaretimers, der *SF_INT_User_Interrupt* ebenfalls bei jedem Durchlauf im gleichen Takt beginnt. Damit ist für zeitkritische Sonderfunktionen ebenfalls ein taktgenaues Bedienen von externen Hardwaresignalen möglich. Nach *INT_ENDE_USER_INTERRUPT* spalten sich die beiden Pfade wieder entsprechend der ursprünglichen Wahl auf, was in der Modellierung durch Marken auf den Plätzen *INT_B_PFAD* und *INT_A_PFAD* sichergestellt wird. *PFAD_B* führt über die für den Sendemodus (TX) benötigten Netze *Bearbeitung_TX_Schreiben* und *Naechstes_Schreibbit_vorbereiten* zu *INT_ENDE_INTERRUPT*. Bei der Vorbereitung des Schreibbits wird der Wert wieder in *OUT* zwischengespeichert und im folgenden Durchlauf auf den Bus gelegt. Alle anderen Modi werden im Netz *INT_Sendezustaende_bearbeiten* behandelt, wobei von dort ein direkter Wechsel zum TX-Modus über *INT_TX_SCHR2* möglich ist.

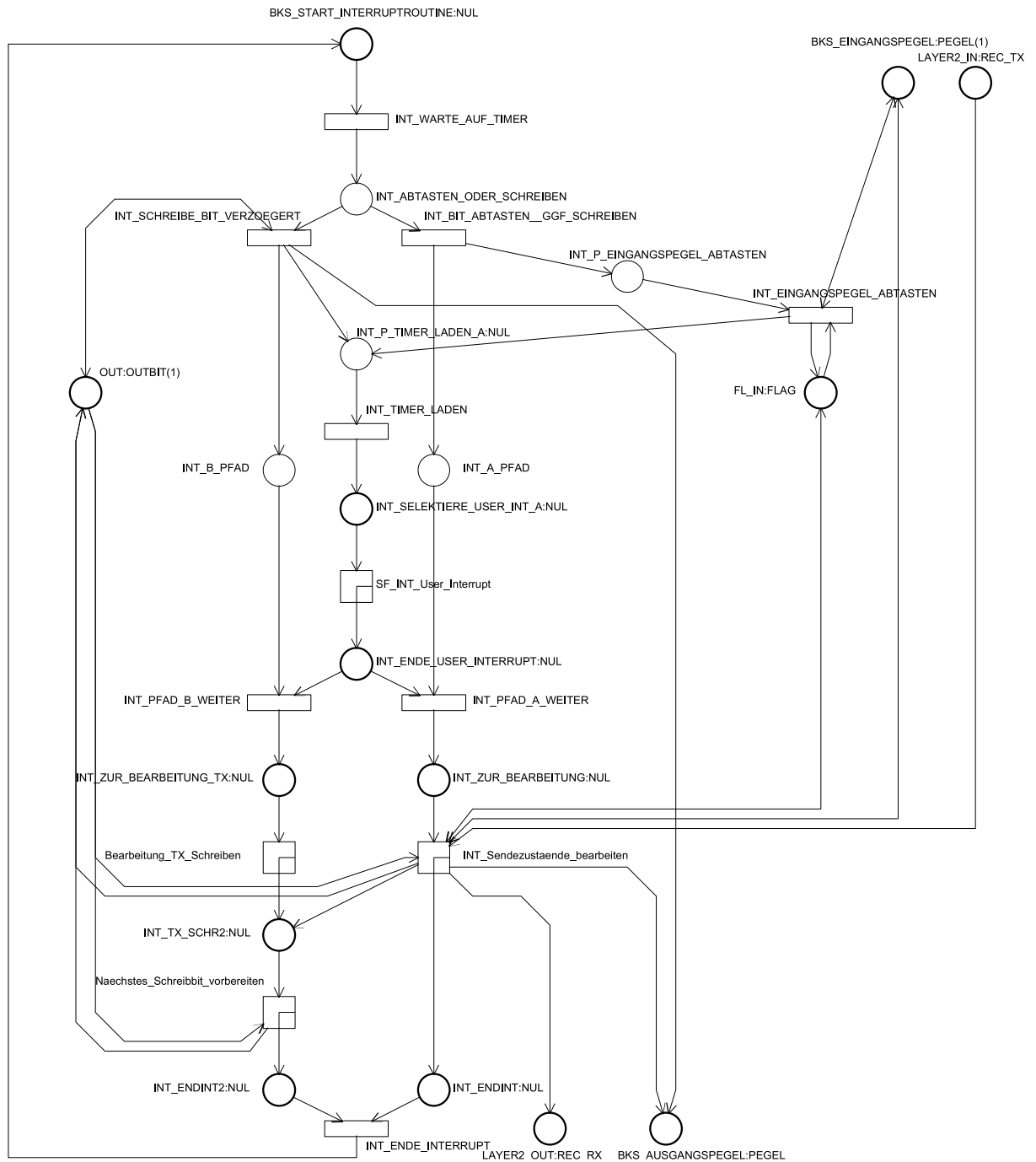


Abbildung 5-3: INT Interruptroutine

5.2.1.1 Sendezustände bearbeiten

Die eigentliche Generierung des Telegramms geschieht ab der Netzebene in Abbildung 5-4. Zwischen dem Eingangspfad *INT_ZUR_BEARBEITUNG* und dem Ausgangspfad *INT_ENDINT* befindet sich eine breit aufgefächerte CASE-Struktur, bestehend aus den Fällen *ISB_SUCHEN*, *ISB_STARTBIT_SYNC*, *ISB_TX_TRANSMIT*, *ISB_RX_RECEIVE*, *ISB_RAHMENFEHLER*, *ISB_ACKNOWLEDGE* und *ISB_SILENCE*, wobei ein Teil dieser Unternetze über die vorgelagerten Transitionen *ISB_SEARCH_TX_RX* und *ISB_TOGGLE_FL_HALB* erreicht wird und *ISB_TX_TRANSMIT* über *INT_TX_SCHR2* einen Wechsel zu *PFAD_B* in *INT_Interruptroutine* vornimmt. Die Festlegung des aktuellen Sende- oder Empfangszustandes und damit die Selektion des zu bearbeitenden Unternetzes geschieht über einen *ZUSTANDSVEKTOR*, der aus einer Reihe von Flags besteht. Zusätzlich sorgt ein 2 Bit *TAKTVEKTOR* in Form eines 2-Bit Binärzählers⁶³ für die Angabe des aktuellen Teils einer Bitzeit, bestehend aus den Flags *FL_VIER*, welches die Synchronisation des Datenstroms auf eine Viertelbitzeit vornimmt, und *FL_HALB*, welches die Umschaltung zwischen Schreiben und Rücklesen während der Arbitrierungsphase ermöglicht. Es besteht weiterhin Zugriff auf den *BKS_Eingangsspiegel* beziehungsweise *FL_IN* und den *BKS_Ausgangsspiegel* beziehungsweise *OUT*. Die Schnittstelle zwischen Layer 2 und Layer 4 wird über *LAYER2_IN* und *LAYER2_OUT* angebunden, wobei die angrenzenden Transitionen jeweils eine Auftrennung beziehungsweise Zusammenfassung der Einzelsignale vornehmen. Durch Verfolgen der Kanten ist ersichtlich, in welchen Unternetzen die jeweiligen Informationen benötigt oder generiert werden. Die Speicher *DAT_W* und *BITX* enthalten das aktuell bearbeitete Datenbyte sowie die aktuelle Halbbitposition innerhalb des Datenbytes.

Auf eine weitergehende Vertiefung der Teilnetze wird hier verzichtet.

Die zentrale CASE-Struktur wird zwar mit Petrinetzen modelliert, zur besseren Übersichtlichkeit wird jedoch eine Beschreibung mit Hilfe einer vereinfachten Form der begrenzten Entscheidungstabelle im Sinne von [Spannuth 91] ergänzt, da die Bedingungen der Transitionen einerseits im Tool nicht direkt sichtbar sind, andererseits trotz Sichtbarkeit der Entscheidungsbaum nicht intuitiv erkennbar wäre. Für den Zustandsvektor ergibt sich Tabelle 5-1. Durch die Wahl der Codierung soll erreicht werden, dass sich bei jedem Zustandswechsel nach Möglichkeit lediglich ein Flag ändert, wodurch ein einfaches Setzen und eine einfache Erkennung mit Hilfe bitorientierter Befehle möglich ist.

⁶³ Dies korreliert mit der Realisierung nach Unterkapitel 6.1.

| Zustand | Flags im Zustandsvektor | | | | | |
|--------------|-------------------------|----|----|-----|-----|----|
| | SYNC | TX | RX | ACK | SIL | RF |
| SEARCH | 0 | 0 | 0 | X | X | X |
| RECEIVE | 0 | 0 | 1 | X | X | X |
| TRANSMIT | 0 | 1 | X | X | X | X |
| SYNC | 1 | X | X | 0 | 0 | 0 |
| Rahmenfehler | 1 | X | X | 0 | 0 | 1 |
| SILENCE | 1 | X | X | 0 | 1 | X |
| ACK | 1 | X | X | 1 | X | X |

Tabelle 5-1: Codierung des Zustandsvektors in der Ablaufsteuerung des SCAN auf ISO/OSI-Layer 2

Jedoch ist auch mit dieser Hilfestellung noch keine intuitive Erfassung des Ablaufs möglich. Dies wird erst durch das Beschreibungsnetz in Abbildung 5-5 erreicht, das den Gesamtzusammenhang des Programmflusses als lineare Abfolge darstellt. Der Datenfluss ist hier bewusst nicht modelliert, um keine Redundanzen zum Ablaufnetz zu schaffen, da diese im Tool per Hand nachzuführen wären.

Nach dem *Interrupt_freigeben* wird in der Schleife um *BSI_Search_Sync_Bit* fortwährend nach einem eingehenden Synchronisationsbit oder einer Sendeanforderung gesucht. Bei Erkennung eines Synchronisationsbits wird zu *BSI_Receive_bearbeiten* verzweigt, im Falle einer Sendeanforderung zu *BSI_Sync_bearbeiten* mit nachfolgendem *BSI_Transmit_bearbeiten*. *BSI_Receive_bearbeiten* wird zyklisch ausgeführt, bis entweder ein vollständiges Telegramm eingegangen ist, was *BSI_ACK_bearbeiten* nach sich zieht, oder ein Rahmenfehler erkannt wird, was in *BSI_Rahmenfehler_bearbeiten* mündet. Bei *BSI_Transmit_bearbeiten* ist die gleiche Aufspaltung möglich wie bei *BSI_Receive_bearbeiten*, jedoch ist zusätzlich ein Wechsel von *BSI_Transmit_bearbeiten* zu *BSI_Receive_bearbeiten* möglich, falls während des Sendens ein rezessiver Pegel durch einen dominanten überschrieben wird. Beide Pfade enden in *BSI_Silence_bearbeiten*, welches den Telegrammzwischenraum (Interframe Space) generiert. Anschließend wird der Programmablaufkreis wieder geschlossen und erneut *BSI_Search_Sync_Bit* ausgeführt.

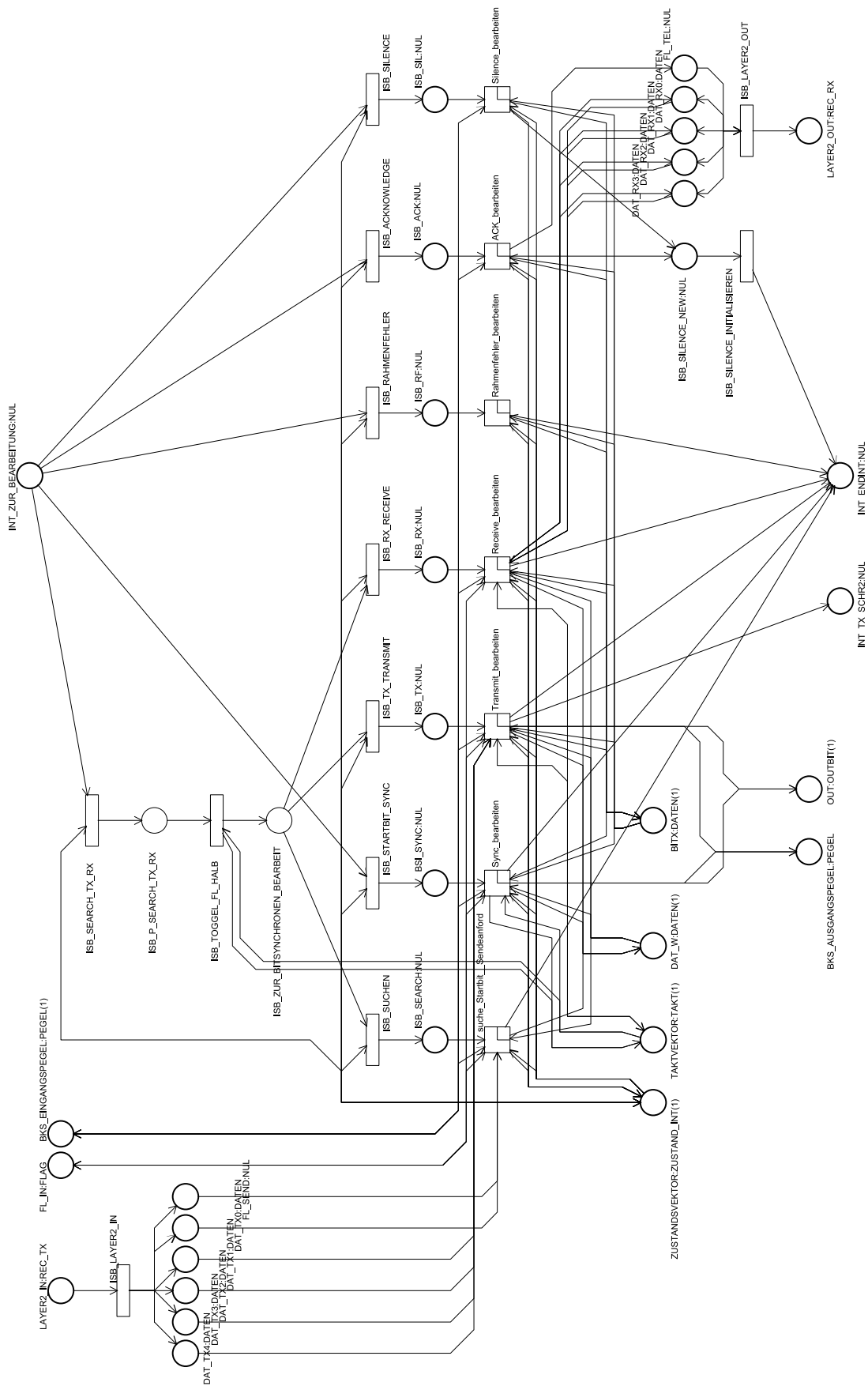


Abbildung 5-4: ISB Interrupt_Sendezaende_bearbeiten

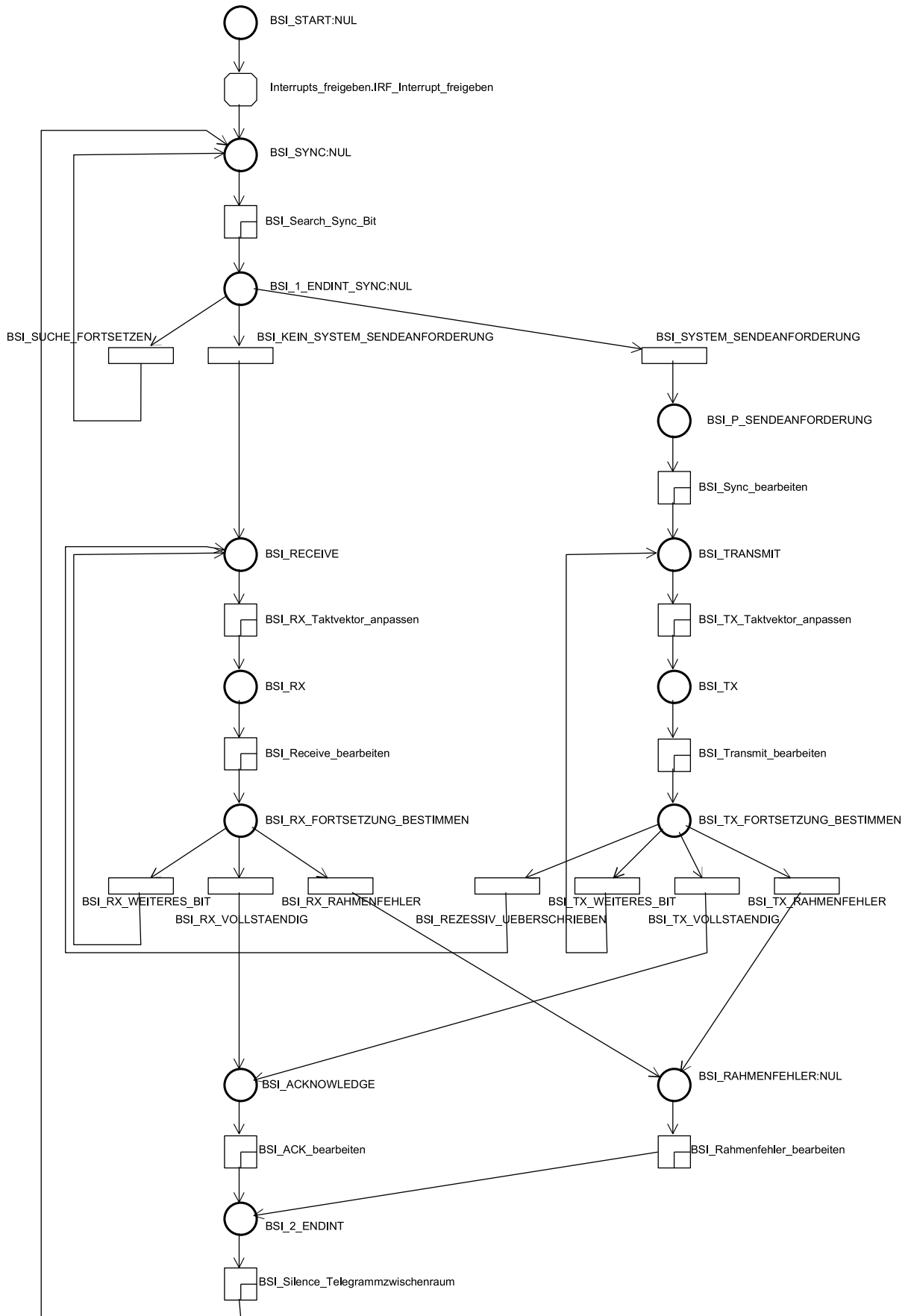


Abbildung 5-5: BSI_Beschreibung_Systeminterrupt

5.2.2 Hauptschleife

Das Hauptprogramm führt nach dem *BKS_START_HAUPTSCHLEIFE* sequentiell die Unternetze *Periodische_Timeraufrufe*, *Bearbeitung_durchführen* und *Sendeanforderungen_bearbeiten* aus (Abbildung 5-6). Die Zeitspanne eines Umlaufs ist nicht konstant, darf jedoch, wie in Unterkapitel 5.1 beschrieben, die Laufzeit eines Bustelegramms nicht überschreiten. Aus diesem Grunde wird zur Einhaltung dieser Bedingung nach rechenzeitintensiven Programmteilen die Programmschleife über *HSL_GOTO_LOOP* und *HSL_GOTO_LOOP_ZYKL* vorzeitig geschlossen. Nach Abschluss der Bearbeitungen werden bei nicht aktivem Sendevorgang, das heißt der ISO/OSI-Layer 2 bearbeitet aktuell keinen Telegrammversand, vorliegende *Sendeanforderungen_bearbeitet*. Dabei wird auch der *Watchdog* über *BKS_CLRWDT* rückgesetzt. Sollte für eine größere Zeitspanne kein Telegrammversand möglich sein, so liegt mit großer Wahrscheinlichkeit ein Bus- oder Busknotensoftwarefehler vor, so dass durch die Wahl dieses Rücksetzpunktes ein Hardwarereset bewirkt wird.

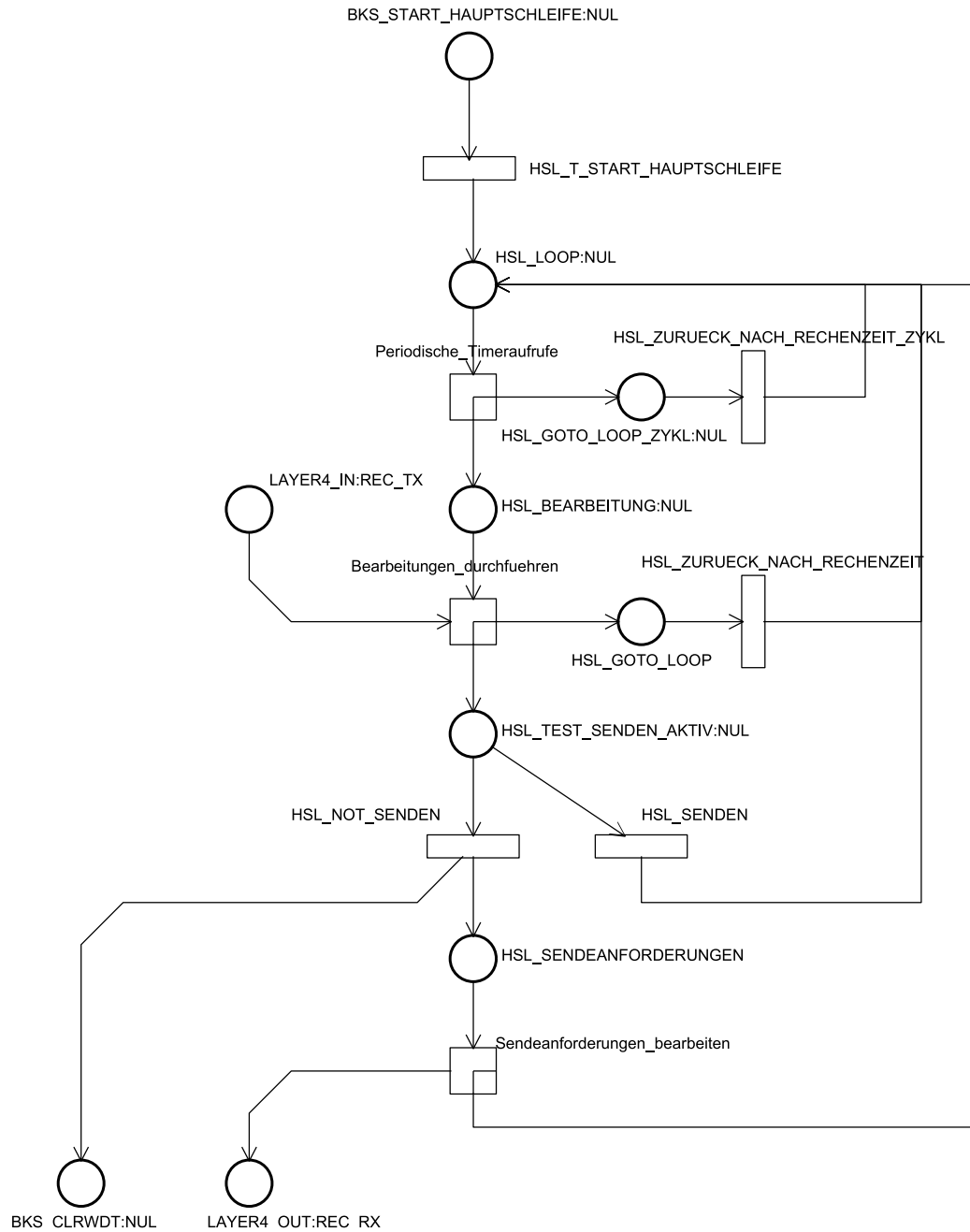


Abbildung 5-6: HSL_Hauptschleife

5.2.2.1 Sendeanforderungen bearbeiten

Das Bearbeiten der Sendeanforderungen beginnt mit einer Verzweigung zu *SAB_TELEGRAMMVERLUST*, falls ein Telegramm in der Eingangswarteschlange durch nachfolgende Telegramme überschrieben wurde. In diesem Fall wurde die in Unterkapitel 5.1 genannte Bedingung verletzt, was auf einen Fehler bei der Softwareentwicklung oder Parametrierung der bedingten Übersetzung (siehe Abschnitt 4.5.6) hindeutet. In diesem Fall wird ein Fehlertelegramm an das Netzwerkmanagement (NMT) abgesetzt. Im Normalfall wird nach *SAB_SELKTIERE_SENDEANFORDERUNG* ein zum Versand anstehendes Telegramm einer Sonderfunktion oder nach *SAB_SENDE_STD* ein Telegramm einer Standardfunktion auf den Weg gebracht.

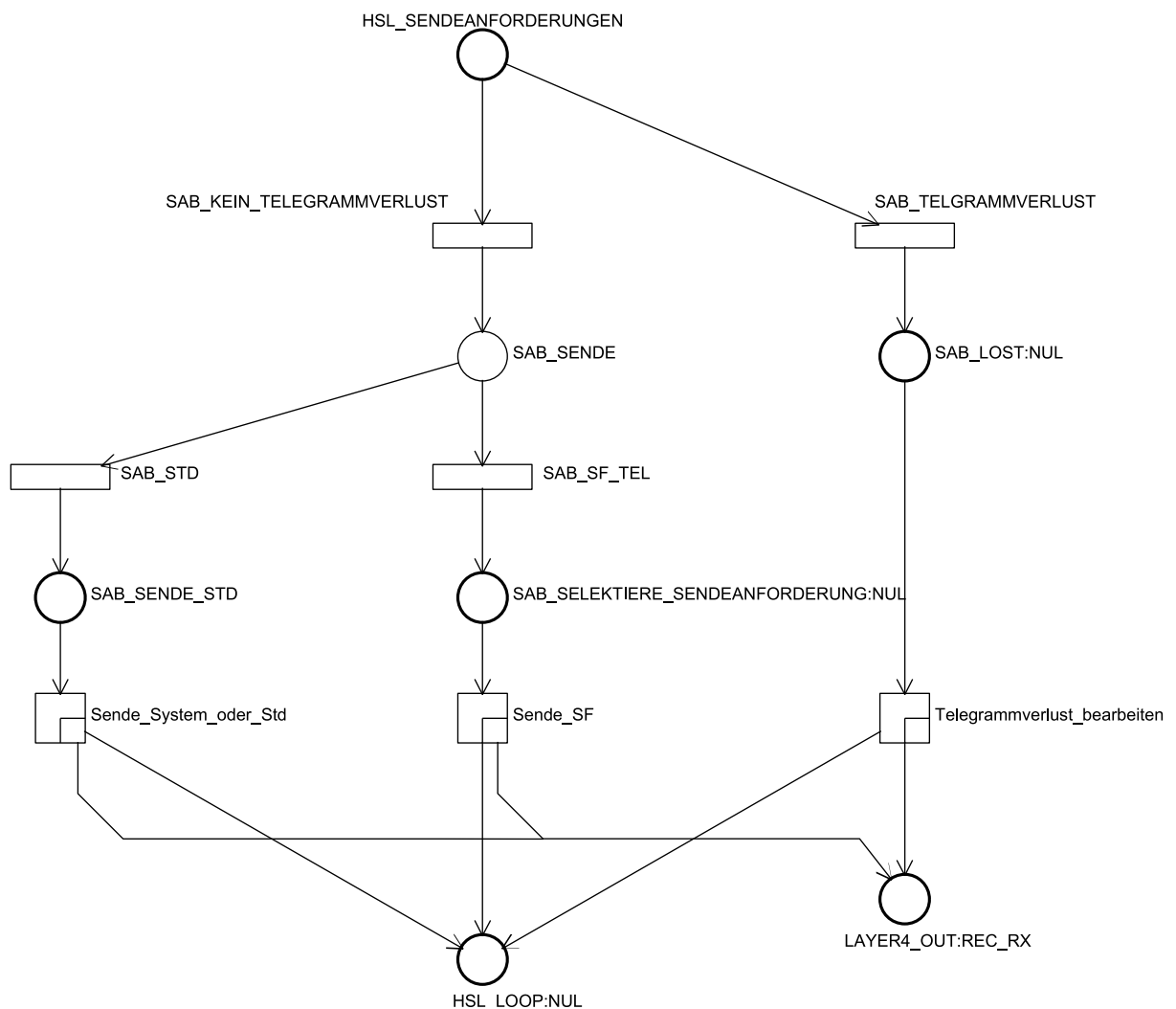


Abbildung 5-7: SAB_Sendeabforderungen_bearbeiten

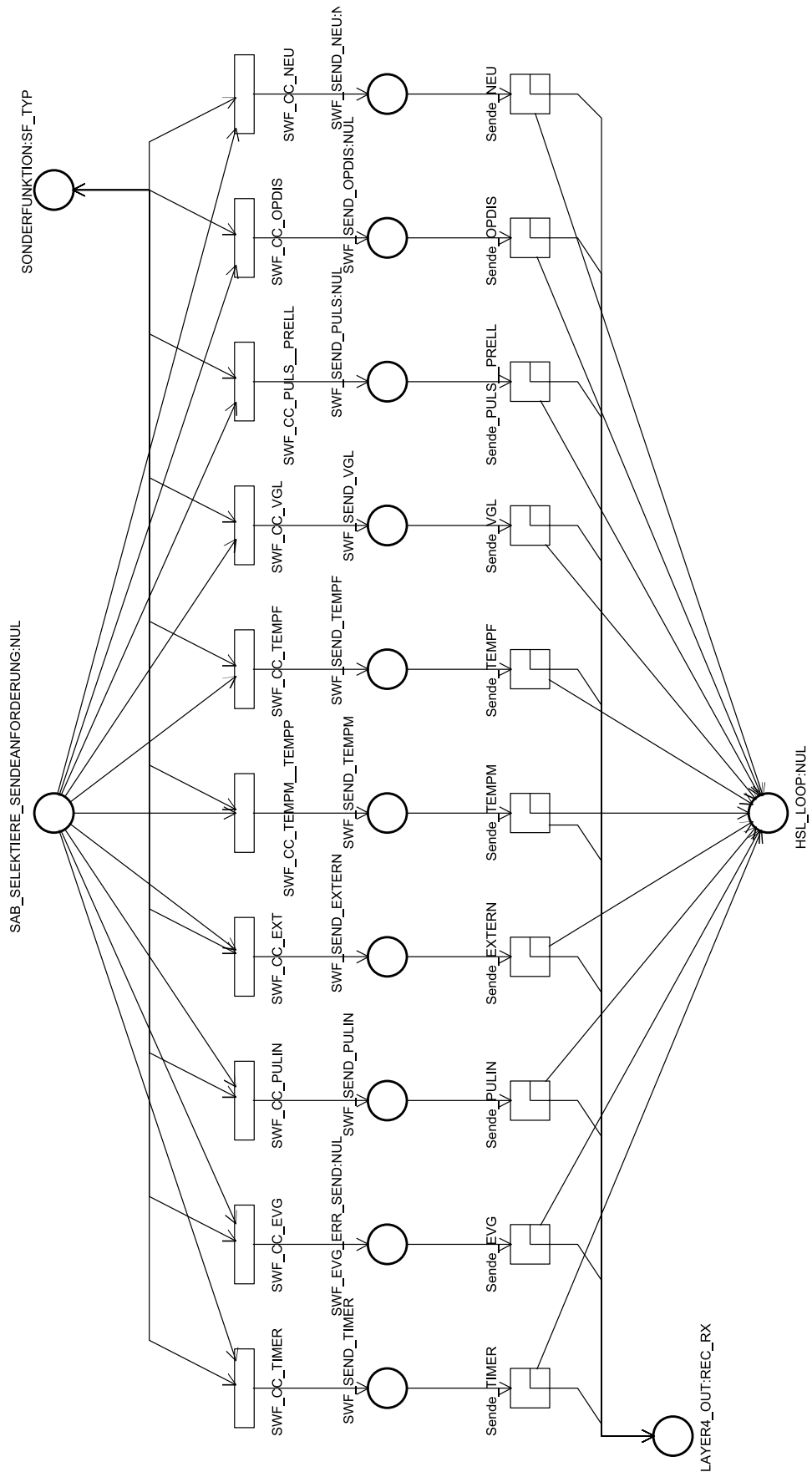


Abbildung 5-8: SWF_Send_SF

In Abhängigkeit der gewählten *SONDERFUNKTION* wird innerhalb des zugeordneten Unternetzes das Senden veranlasst, sofern das korrespondierende Flag zum Versand neuer Daten gesetzt ist (Abbildung 5-8). Durch die bedingte Übersetzung wird ein Großteil des CASE-Konstruktes bereits im Vorfeld aufgelöst, so dass sich das Problem eines Entscheidungsbaumes zur Laufzeit nicht stellt. Die Telegrammdata werden über *LAYER4_OUT* an den ISO/OSI-Layer 2 übergeben.

5.2.2.2 Periodische Timeraufrufe

Die periodischen Timeraufrufe (Abbildung 5-9) dienen einerseits der Steuerung periodischer Vorgänge im Millisekundenbereich, andererseits der Bereitstellung eines einfachen Zeitscheibenschedulings für Funktionen mit Ausführungszeiten größer einer Telegrammlaufzeit (siehe Unterkapitel 5.1). Der notwendige Timer wird aus dem Interrupt abgeleitet, welcher periodisch das 8 Bit Register T1 erhöht. Werden keine periodischen Timeraufrufe benötigt, so wird über *ZTA_CC_NO_T2* ein Bypass zu *HSL_BEARBEITUNG* geschaltet. Im anderen Fall erweitert *Interne_Uhr_T2* den Timer mit Hilfe des 8 Bit Registers T2 auf einen 16 Bit Zähler. Für Sonderfunktionen werden Zeitspannen von *SF_13_alle_13ms_user*, *SF_213_alle_213ms_user* und *SF1_alle_1s_user* bereit gestellt, ebenso für Systemfunktionen. *SF1_alle_1s_user* kann nochmals über *ZTA_CC_TS* getrennt umgangen werden. Die Programmschleife wird nach Bearbeitung von *SF1_alle_1s_user* über *HSL_GOTO_LOOP_ZYKL* vorzeitig geschlossen.

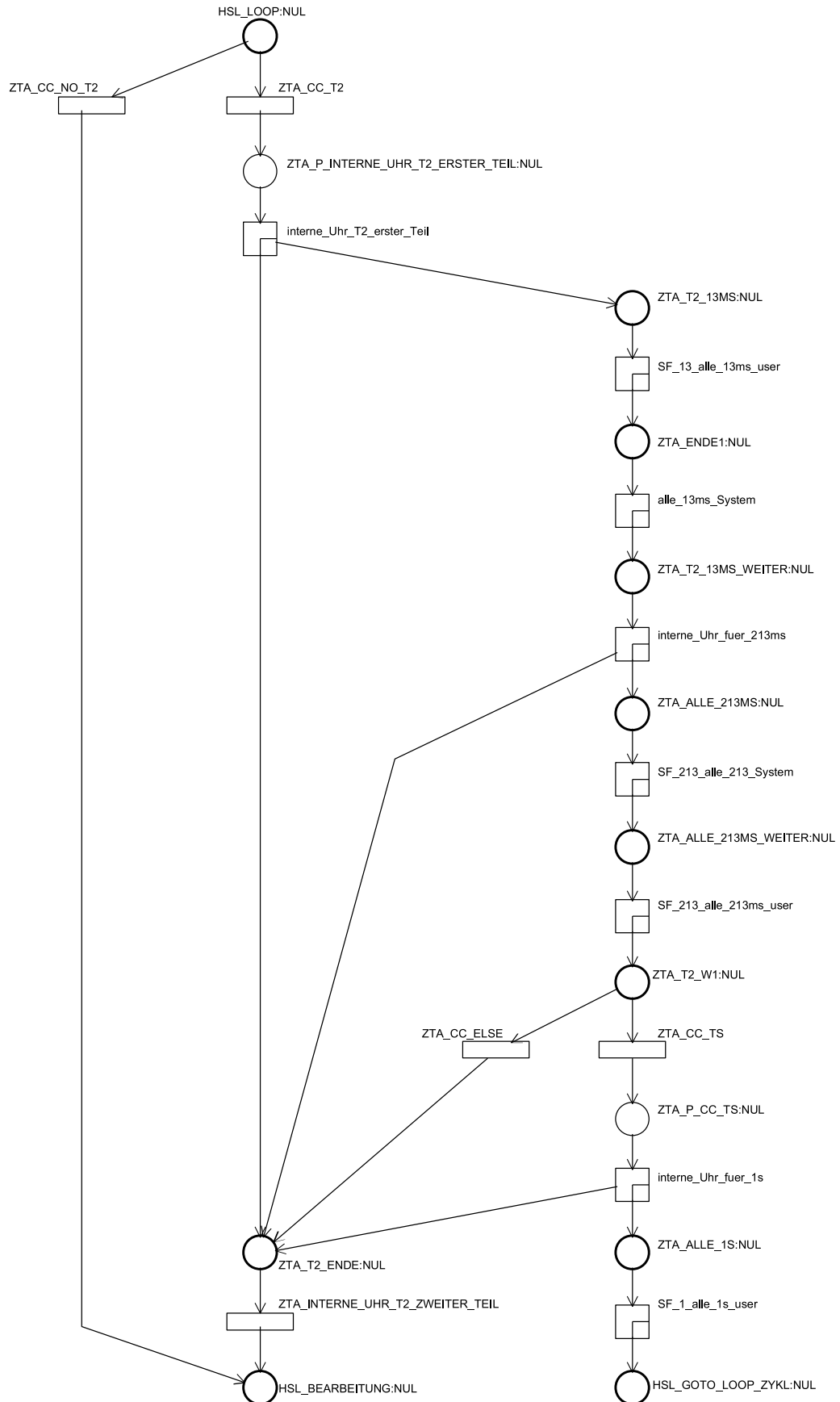


Abbildung 5-9: ZTA_Periodische_Timeraufrufe

5.2.2.3 Bearbeitung durchführen

Bei der Bearbeitung eingehender nutzerrelevanter Telegramme⁶⁴ (Abbildung 5-10) wird zwischen dem Normalfall *HBD_CC_DEFAULT_TELIN_USER* und den Sonderfällen einer PC-Anbindung *HBD_CC_PC* oder einer speziellen, benutzerdefinierten Behandlung *HBD_CC_OWNNIN* unterschieden. Da bei der PC-Anbindung aufgrund von PC-Multitaskingsystemen mit Nutzung verschiedener Applikationen und nicht garantierbarer Bearbeitungszeiten häufig mit einem Überlauf der Empfangswarteschlange zu rechnen ist, wird bei Bedarf über *HBD_FIFO_VOLL* der Empfang weiterer Telegramme verhindert. Die Defaultbearbeitung teilt sich in die drei Fälle „kein Telegramm eingegangen“ (*HBD_KEINE_LISTE__KEIN_USER*), „Empfangsliste auf Übereinstimmung mit empfangener Adresse durchsuchen“ (*HBD_LISTE_DURCHSUCHEN*) und „Bearbeitung des eingegangenen Telegramms“ (*HBD_USER_TEL__KEINE_LISTE*) auf. Bei *HBD_TESTE_NEUES_TELEGRAMM* wird nach Abschluss der Bearbeitung eine Überprüfung auf im Layer 2 neu eingetroffene Telegramme durchgeführt und bei Bedarf in *Telegramm_eingegangen_A* zur Bearbeitung vorbereitet. Zum Abschluss werden nicht-periodische zyklische *Sonderfunktionen* ausgeführt.

Ein Telegramm wird zu Beginn von *Telegramm_eingegangen_A* erkannt, anschließend in jedem Durchlauf lediglich *Ein_Listenelement_vergl_B* ausgeführt, um bei großer Länge der Empfangsliste periodische Funktionen nicht zu verzögern, und bei positivem Listenvergleich in *User_Telegramm_auswerten_C* bearbeitet. Die Überprüfung auf neu eingetroffene Telegramme ist bewusst direkt hinter der Auswertung angeordnet, wodurch bei schneller Telegrammabfolge eine kontinuierliche Bearbeitung gewährleistet ist.

⁶⁴ Systemtelegramme werden direkt in *Telegramm_eingegangen_A* bearbeitet.

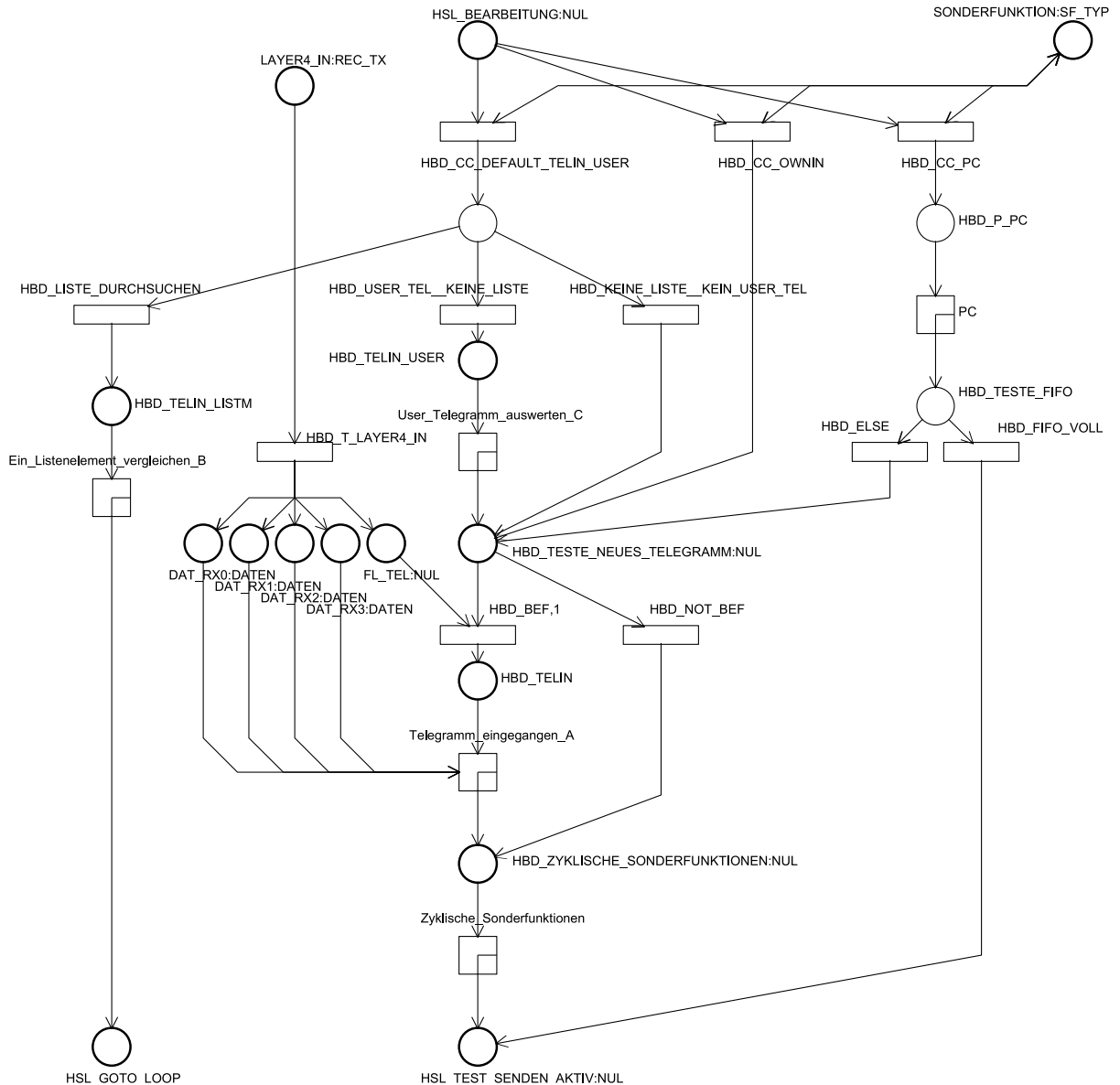


Abbildung 5-10: HBD_Bearbeitung_durchfuehren

Die Bearbeitung von *TEA_Telegramm_eingegangen_A* (Abbildung 5-11) beginnt bei einem *Vergleich_mit_Systemkennung*, der bei positivem Ergebnis den Eingangsspeicher mit *TEA_UMKOPIEREN_IN_BEFEHLSSPEICHER* räumt und nach Selektion der Systemfunktion diese sofort ausführt. Eine besondere Funktion stellt dabei *TEA_HALT* dar, die durch Stoppen des Programmablaufes nach kurzer Zeit einen Hardwarereset des Busknoten durch ausbleibende Watchdogrücksetzimpulse hervorruft.

Wird zu Beginn ein Benutzertelegramm erkannt, so wird über *TEA_TELIN_LIST* mit *Empfangsliste_starten* die weitere Bearbeitung initiiert oder bei einer PC-Anbindung das *Telegramm_in_FIFO_zum_PC* umkopiert.

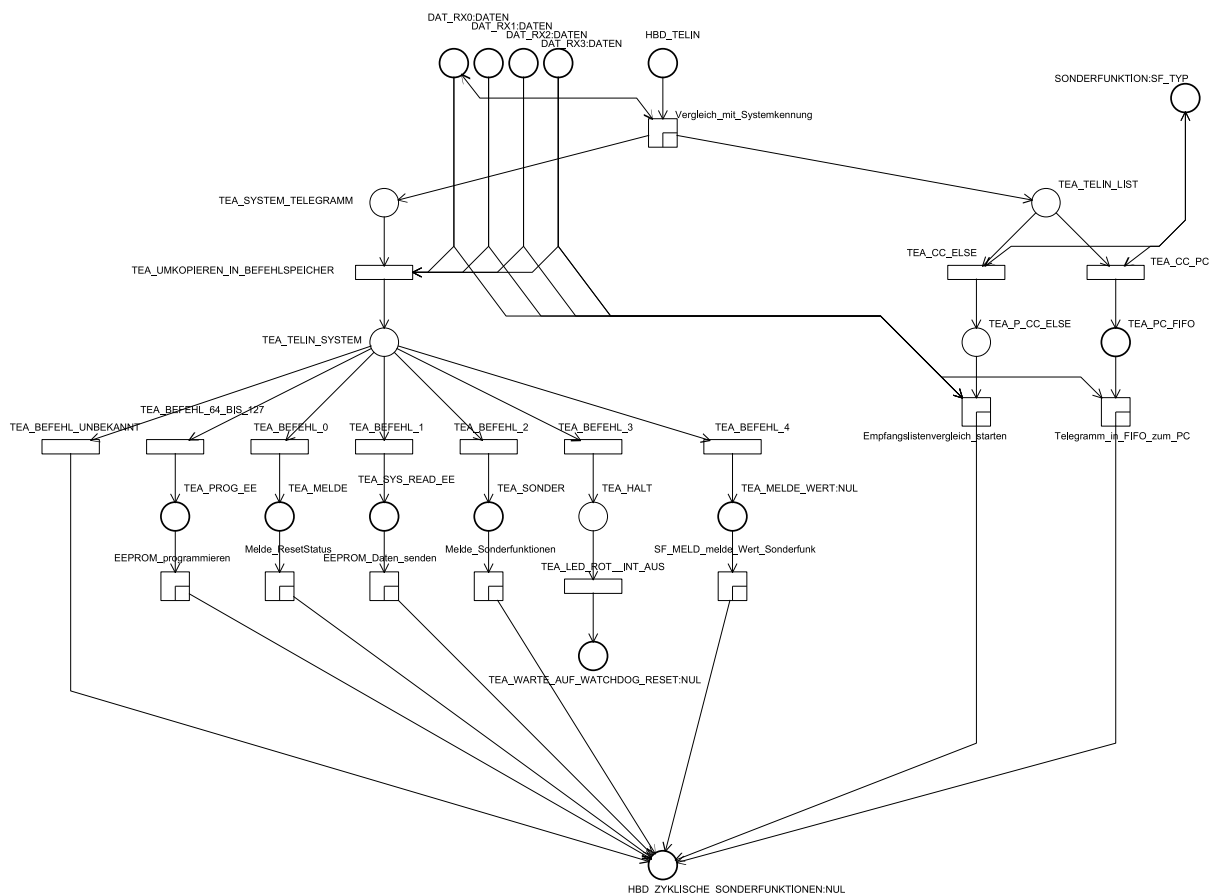


Abbildung 5-11: TEA_Telegramm_eingegangen_A

Der Vergleich eines Listenelements (Abbildung 5-12) beginnt mit *ELV_DEC_LIST_COUNTER* und einem Test auf das Ende der Liste bei *ELV_COUNTER_GLEICH_NULL*. Im anderen Fall *ELV_ELSE* wird die *Adresse_des_Listenelements* verglichen. Bei *ELV_GLEICH* wird über *ELV_SET_USER_TELEGRAMM_AUSWERTEN* die weitere Bearbeitung an *User_Telegramm_auswerten_C* (Abbildung 5-13) delegiert. Zuvor wird sichergestellt, dass die Telegrammdata aus dem Befehlsspeicher „BEF“ in den Telegrammdatenspeicher „WD“ umkopiert werden. Zum Abschluss des vollständigen Suchvorganges werden durch die Transition *ELV_SET_BEF_FREI* das Befehlsregister als frei und der Listenvergleich als beendet markiert.

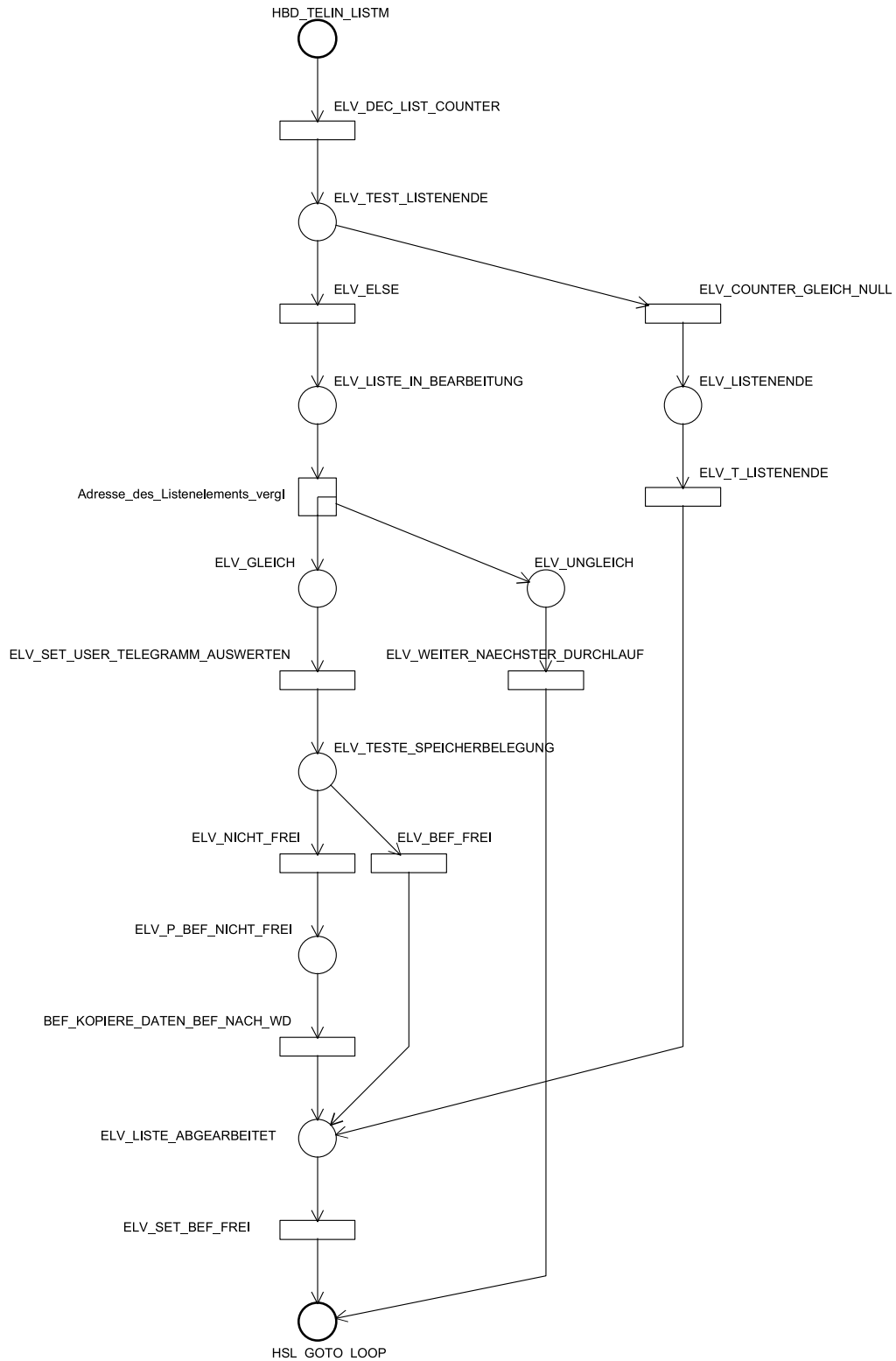


Abbildung 5-12: ELV_Ein_Listenelement_vergl_B

Nach der Ausführung von *UTA_RESET_USERTELEGRAMM_AUSWERTEN* (Abbildung 5-13) wird aus der Empfangsliste die dort definierte Semantik in Form des Datentyps gelesen. Bei *UTA_TYP_0* wird, statt des Typs aus der Empfangsliste, die im Telegramm encodierte implizite Semantik genutzt. Nach Zwischenspeicherung der Daten wird in einer CASE-Struktur die der Semantik entsprechende Bearbeitungsfunktion aufgerufen. Bei diesen Funktionen kann es sich sowohl um Standardfunktionen als auch um Sonderfunktionen handeln. Der Umfang der nutzbaren Funktionen wird durch bedingte Übersetzung (siehe Abschnitt 4.5.6) bei der Nutzung des Parametrierungstools festgelegt, so dass lediglich ein Bruchteil des sonst notwendigen Programmspeichers benötigt wird.

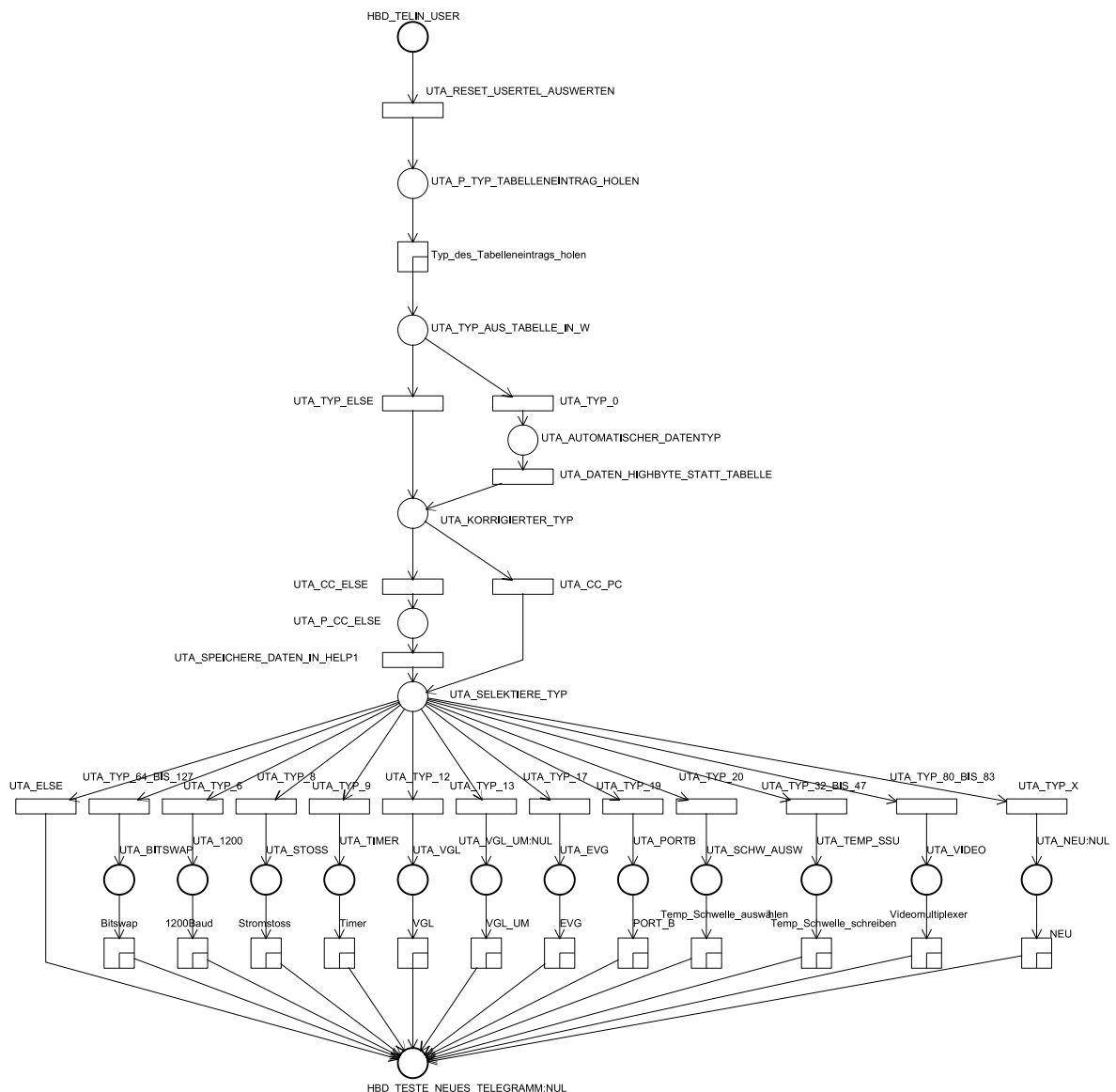


Abbildung 5-13: UTA_User_Telegramm_auswerten_C

5.2.3 Watchdog

Nach der Initialisierung des Watchdog während der Startphase befindet sich eine Marke auf dem Platz *WDT_TIMER_LAEUFT* (Abbildung 5-14). Diese wird über die zeitbehaftete Transition *WDT_WARTE_2_SEKUNDEN* abgezogen, falls nicht vor Ablauf der Zeitspanne über *BKS_CLRWDT* und *WDT_RESET_TIMER* die Lebensdauer der Marke aufgefrischt wird. Diese Auffrischung erfolgt aus der Auswahl der Sendeanforderung im Hauptprogramm. Wenn innerhalb der genannten Zeitspanne nicht die Möglichkeit zum Telegrammversand besteht, also ein im Ausgangsregister befindliches Telegramm nicht abgesetzt werden kann, wird von einem Fehler des Busknotens ausgegangen und somit der Knoten über *BKS_RESET* neu gestartet.

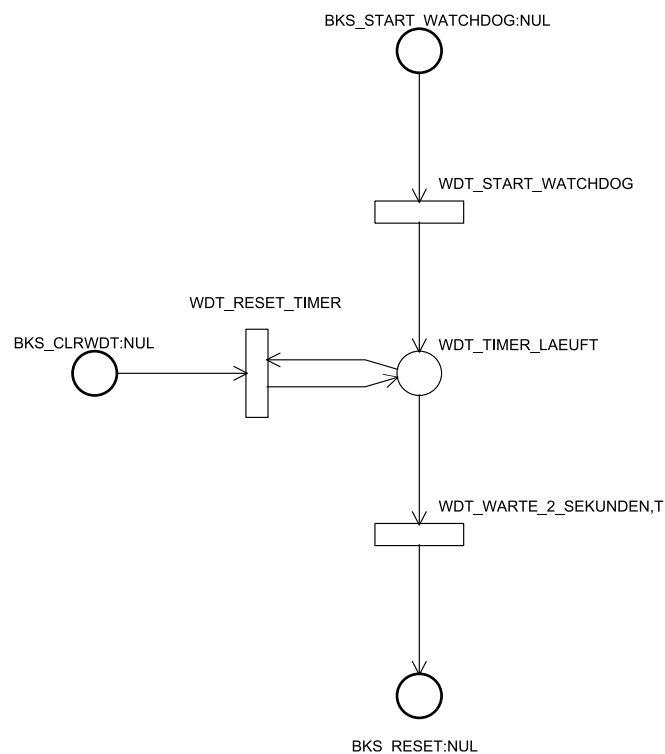


Abbildung 5-14: WDT_Watchdog

5.2.4 Schnittstelle

Die Seite *SOL_Schnittstelle_Layer_2_4* in Abbildung 5-15 stellt die Schnittstelle zwischen den ISO/OSI-Layern 2 und 4 beziehungsweise zwischen der Interruptroutine und der Hauptschleife im Detail dar. Sowohl die Register zur Datenübergabe, als auch die Flags *FL_SEND* und *FL_TEL* zur Flusssteuerung sind modelliert. Die auf der nächsthöheren Hierarchieebene *BKS_Busnoten_Startseite* angebundenen Plätze *LAYER4_OUT*, *LAYER4_IN*, *LAYER2_OUT* und *LAYER2_IN* erhalten die jeweiligen Schnittstellensets in Form einer zusammengefassten Marke, was die graphische Handhabbarkeit deutlich erhöht.

Das Datenübergaberegister *DAT_TX4* nimmt die bereits in der zeitunkritischen Hauptschleife berechnete Checksumme auf. Eine Rückgabe der Checksumme beim Telegrammempfang geschieht nicht, da beim Auftreten eines Checksummenfehlers direkt innerhalb der zeitkritischen Interruptroutine mit einem negativen Acknowledge reagiert und somit das Telegramm als nicht empfangen eingestuft wird. In diesem Fall erfolgt keine Meldung über die Schnittstelle.

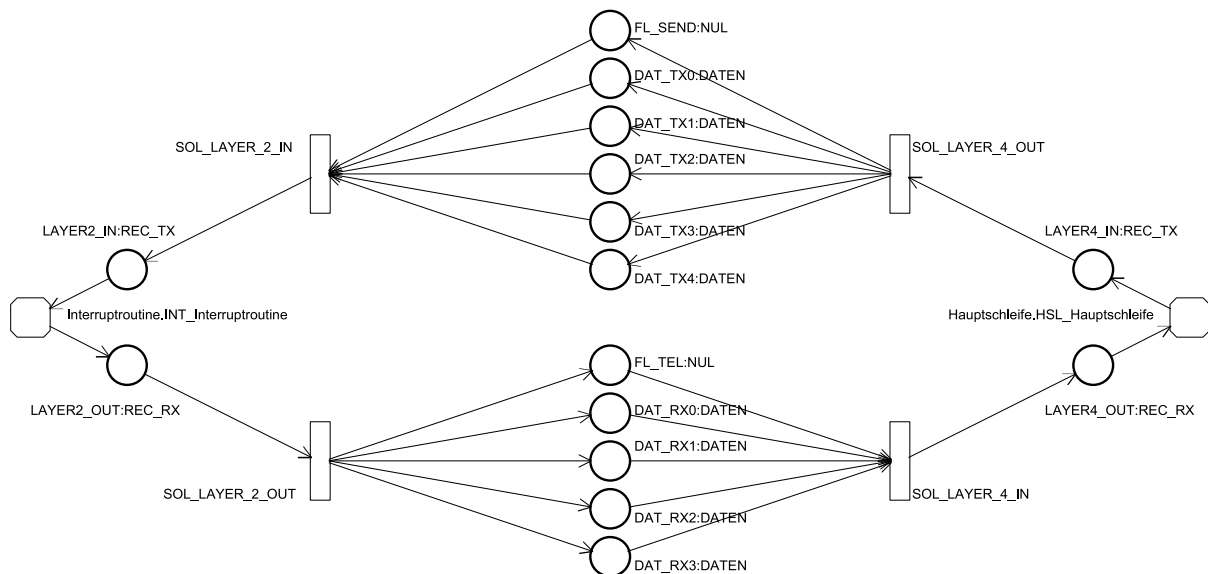


Abbildung 5-15: SOL_Schnittstelle_Layer_2_4

5.2.5 Pegelanpassung

Die Pegelanpassung in Abbildung 5-16 dient einerseits der Speicherung eingehender Pegelmarken, so dass jederzeit eine mikrocontrollertypische Abtastung möglich ist,

andererseits der Instanzierung ausgehender Pegelmarken, so dass sich auf dem Busmedium die gewünschte „wired-or“ Verknüpfung realisieren lässt. Jede Marke mit dominantem Pegel hält dabei alle Busknoteneingänge aktiv, bis sie durch eine Marke der gleichen Instanz mit rezessivem Pegel aufgehoben wird. Solange mindestens eine aktive Marke im Eingang vorhanden ist, wird daher als Summe ein aktiver Pegel gemeldet und im Platz *BKS_EINGANGSPEGEL* gespeichert.

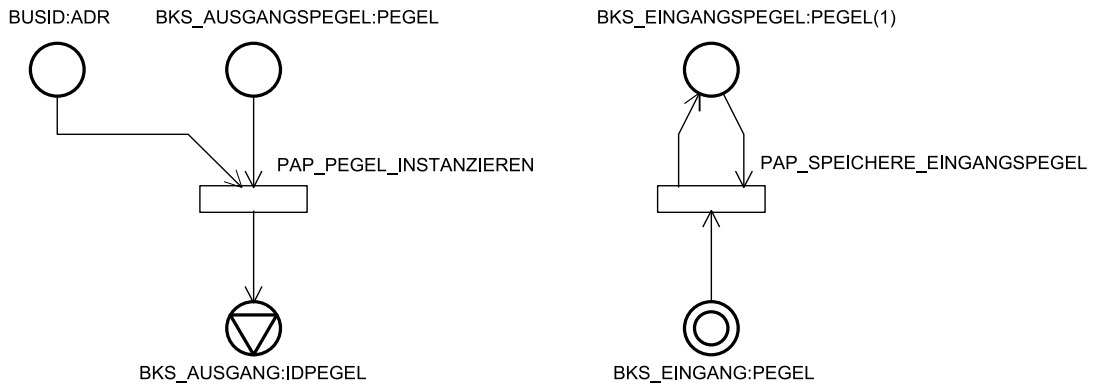


Abbildung 5-16: PAP_PEGELANPASSUNG

5.2.6 Subroutinen

Abbildung 5-17 zeigt eine Auswahl der angebotenen Unterfunktionsaufrufe. Die Funktionen *CAL_SENDINPUT*, *CAL_SENDSPEZIAL* und *CAL_SENDSYSTEM* bedienen sich dabei der Funktion *CAL_CHECKSUM*, welche ein zu sendendes Telegramm an die Interruptroutine übergibt.

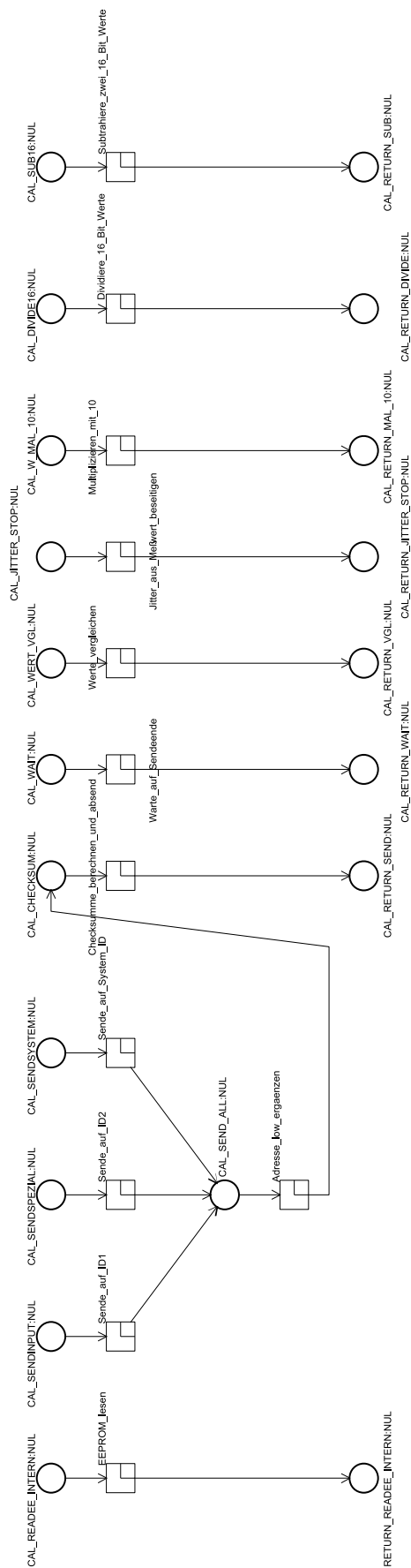


Abbildung 5-17: CAN_Call_Std_und_Betriebssystem

5.3 Beispiele der Detailmodellierung

Nachdem im vorangegangenen Unterkapitel die Struktur der Busknotensoftware erläutert wurde, werden in diesem Unterkapitel einige kleinere Netze der unteren Ebenen beschrieben, um im Nachtrag ein besseres Verständnis der eingesetzten Methoden zu ermöglichen.

5.3.1 Vorteile von Beschreibungsnetzen

Die Notwendigkeit eines Beschreibungsnetzes soll durch das einfache Beispiel in Abbildung 5-18 vor Augen geführt werden. Aufgrund der zeitlichen Randbedingungen und der sequentiellen Ausführung quasi-paralleler Programmflüsse ist im Ablaufnetz eine Unterteilung der Bearbeitung eines Rahmenfehlers in die drei Teilsequenzen *IRB_RF_RUN*, *IRB_RF_MIDDLE* und *IRB_RF_END* notwendig.

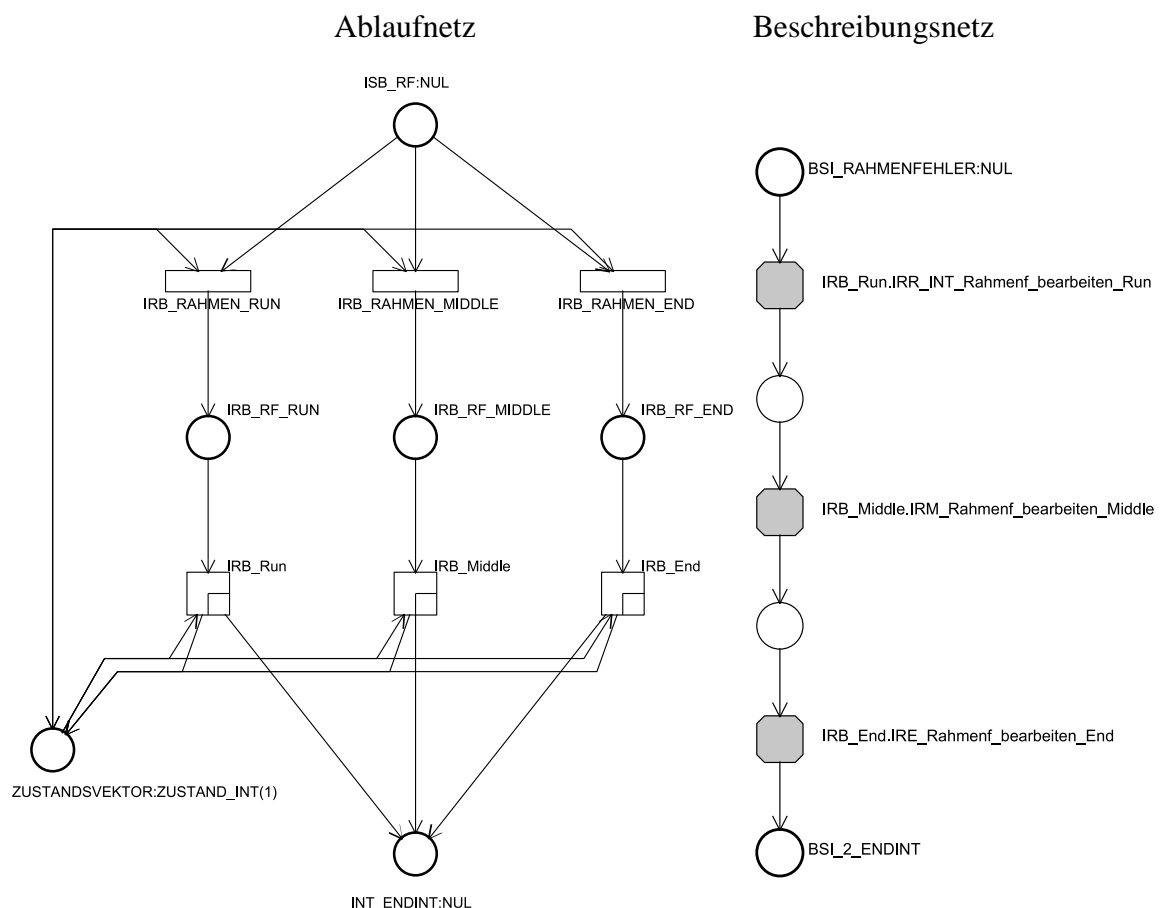


Abbildung 5-18: Vorteile von Beschreibungsnetzen am Beispiel der Bearbeitung eines Rahmenfehlers durch drei Unternetze in der ISO/OSI Schicht 2 des SCAN Feldbuskopplers

Die Auswahl der Teilsequenz erfolgt in einer CASE-Struktur anhand eines *ZUSTANDSVEKTORs*. Somit ist die Ablaufsequenz in der graphischen Anordnung lediglich zu vermuten. Das zugehörige, vereinfachte Beschreibungsnetz schafft dagegen eindeutige Klarheit. Innerhalb des Tools öffnet sich bei Auswahl einer Page-Reference (in der Abbildung grau hinterlegt) im Beschreibungsnetz direkt das zugehörige Unternetz des Ablaufnetzes.

5.3.2 Anordnung von Handlungssträngen

Abbildung 5-19 zeigt die auf einem 8 Bit Rechner notwendigen Schritte bei der Addition eines 32 Bit Wertes *S*, verteilt auf Register *S1* bis *S4*, und einem 8 Bit Wert *PUL*. Der „Sonderfall“ des Überlaufes während einer 8 Bit Addition führt jeweils zu einem Ausschwenken aus dem Handlungsstrang nach rechts, was in diesem Fall zu einer Kaskadierung führt. Im Anschluss wird der gleiche Wert *PUL* zusätzlich auf einen 16 Bit Zählerwert, bestehend aus den Registern *WERT_L* und *WERT_H*, aufaddiert. Diese Sequenz *SHA_Zaehlerwert_holen_und_aufaddieren* ist Teil der Sonderfunktion *PULIN*, die einen Impulszähler mit Bereitstellung der aktuellen Impulsrate sowie einer Langzeitimpulssumme realisiert.

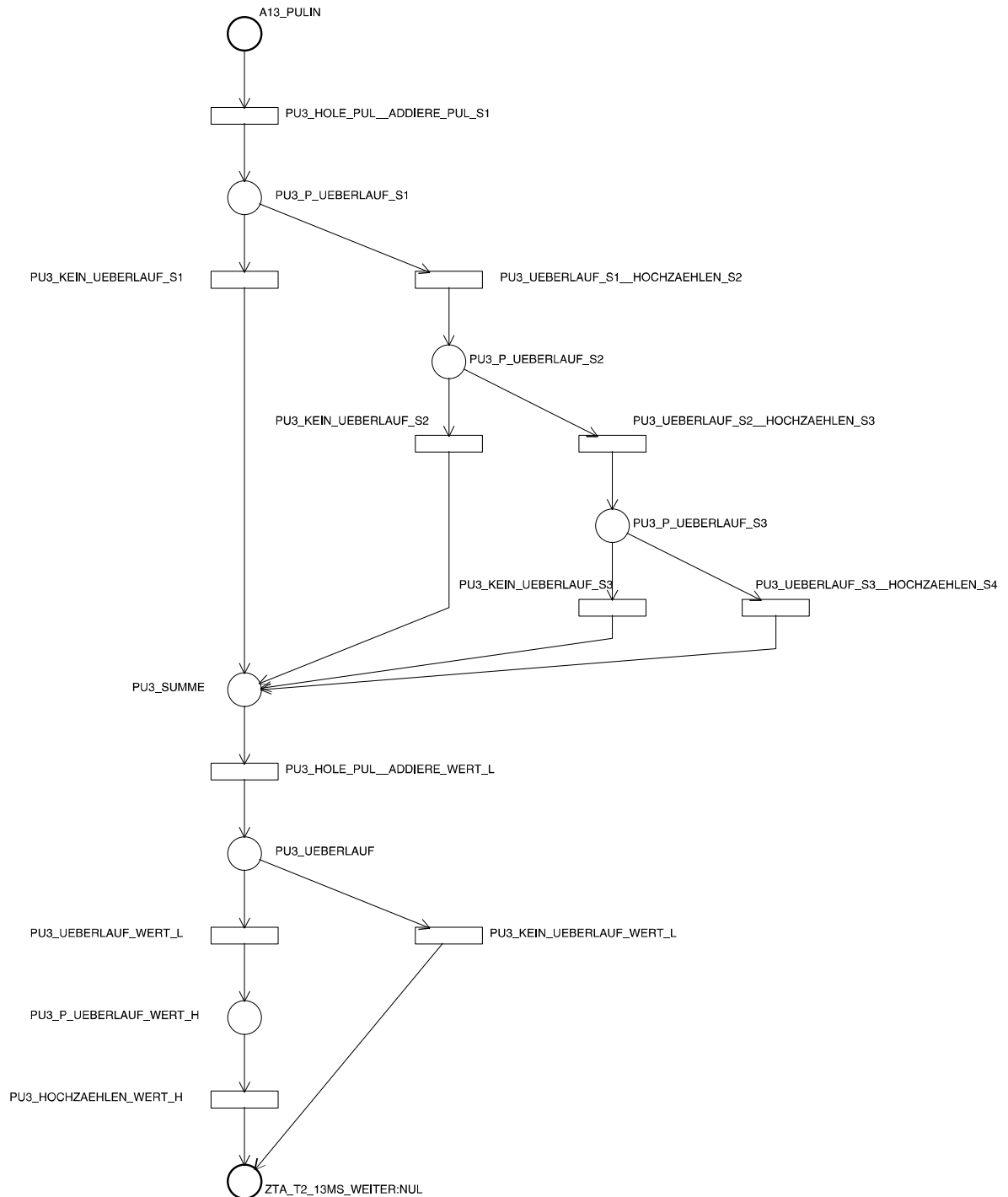


Abbildung 5-19: Beispiel der übersichtlichen grafischen Anordnung von Handlungssträngen im Petrinetz-Tool

5.3.3 Ressourcenschonende Implementierung

Abbildung 5-20 zeigt den Vergleich zweier 16 Bit-Werte *SCHWELLE* und *WERT* im Unternetz *SMW_Schwelle16_minus_Wert16*. Da die Implementierung auf einem 8 Bit Rechner erfolgt, wird zu Beginn die Differenz der beiden oberen 8 Bit (Register *H*) gebildet. Sollte das Ergebnis ungleich Null sein, so ist bereits eine eindeutige Aussage über die Relation der beiden Gesamtwerte möglich. Bei *GLEICH_NULL* sind zusätzlich die unteren 8 Bit (Register *L*) zu bearbeiten, um zu einem endgültigen Ergebnis zu gelangen.

Diese Art der Implementierung ist sowohl code- als auch laufzeitoptimiert. Ein vollständiger Vergleich unter Nutzung einer allgemeinen 16 Bit Subtraktionsroutine bedient zwar den allgemeinen Fall, ist jedoch in Abhängigkeit der gestellten Aufgabe und somit der gewählten Sonderfunktionen nicht ressourcenoptimiert, insbesondere da bei allgemeinen Funktionen zusätzlicher Ressourcenbedarf durch den Funktionsaufruf und die Parameterübergabe entsteht. Die Entscheidung, welche der beiden Möglichkeiten zum Einsatz kommt, ist auch vom Ressourcenbedarf weiterer, gleichzeitig im jeweiligen System vorhandener Funktionen abhängig. Eine Funktionsbibliothek sollte daher sowohl optimierte Makros, als auch allgemeine Unterfunktionsaufrufe bereitstellen, deren Einbindung durch den Compiler lediglich bei Bedarf erfolgt.

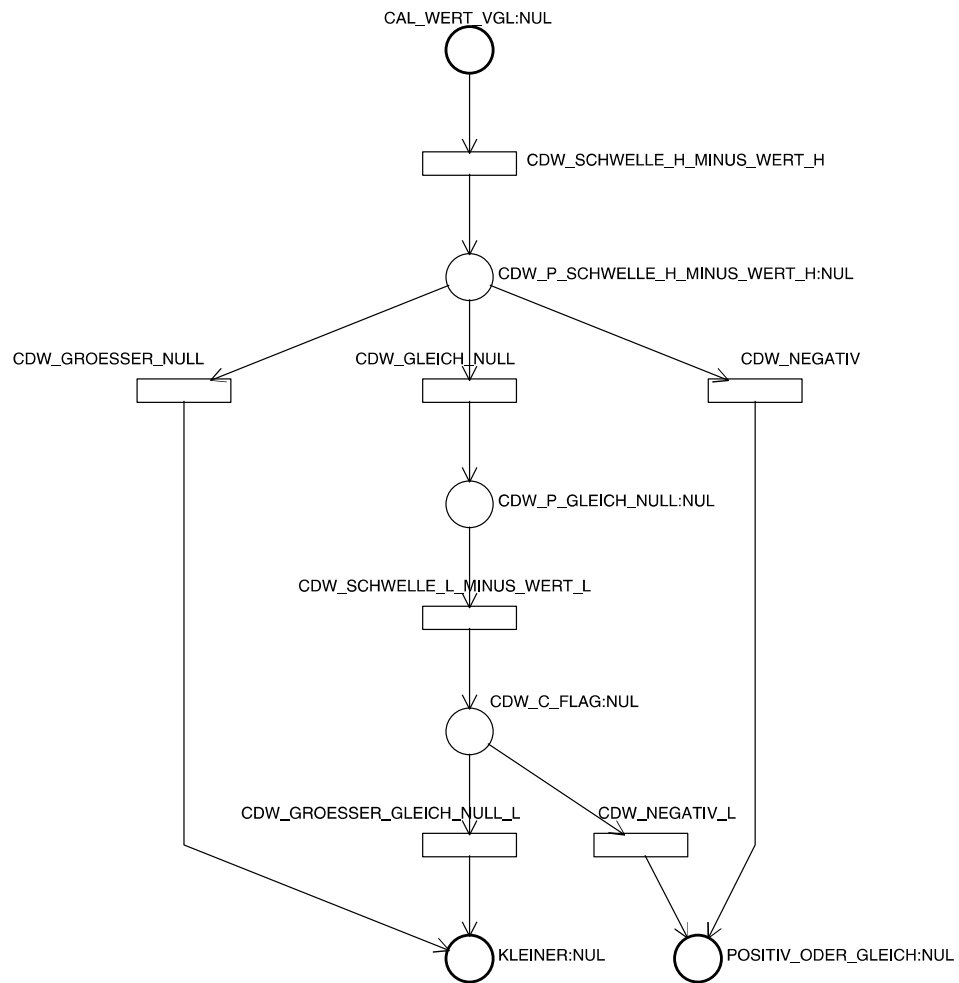


Abbildung 5-20: Beispiel einer ressourcenschonenden Implementierung auf einem 8 Bit Mikrocontroller

5.4 Sonderfunktion optischer Distanzsensor

Anhand der Sonderfunktion „Optischer Distanzsensor“ (OPDIS) wird exemplarisch aufgezeigt, wie Applikationsadapter an den Busknoten angebunden werden. Zur Ansteuerung des Sensors vom Typ „SHARP GP2D02“ ist ein elektrisches Signal laut Abbildung 5-21 zu erzeugen. Das Format des zurückgelieferten Datenstroms ist ebenfalls erkennbar. Als Ergebnis erhält man ein 8 Bit Datenwort, dessen Wert eine Funktion des räumlichen Abstandes zwischen Sensor und Objekt ist. Die Messung wird im Zyklus von 213 ms oder 1 s durchgeführt, wobei eine starke Änderung des Messwertes zum Umschalten ins 213 ms Raster führt und somit eine schnelle Erfassung der Änderungen möglich ist.

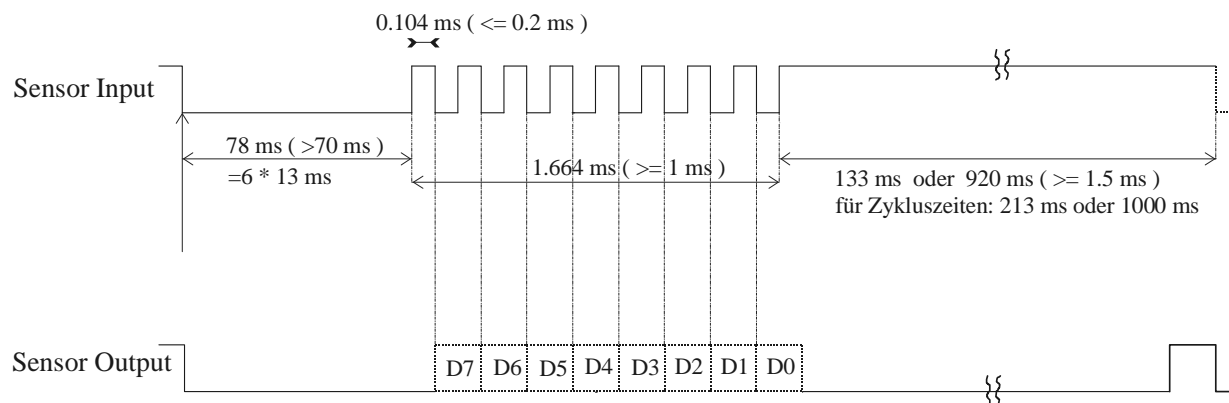


Abbildung 5-21: Timingdiagramm zur Anbindung des Applikationsadapters „optischer Distanzsensor“ an den SCAN Feldbuskoppler

5.4.1 Beschreibungsnetz

Das Beschreibungsnetz in Abbildung 5-22 verdeutlicht die Softwarerealisierung der Sonderfunktion. Nach dem Ablegen einer Initialmarkierung auf *BOD_START* werden während der Initialisierung *BOD_Init* die verwendeten Register und Port-Pins definiert und mit Startwerten besetzt. Bei Aufruf eines periodischen Timers, je nach aktueller Abtastgeschwindigkeit *BOD_LANGSAM_ALLE_1S* oder *BOD_SCHNELL_ALLE_213MS*, wird durch das Unternetz *BOD_Set_START_und_Steuerl_L* oder *BOD_Set_START_und_Steuerl_S* das Flag START gesetzt und die Steuerleitung auf den Startpegel gelegt. Die folgende Schleife realisiert 6 Durchläufe zu je 13 ms, was zu der gewünschten Verzögerung von 78 ms führt. Anschließend beginnt der periodische Impulsbetrieb der Steuerleitung mit Signalinvertierung im 0,1 ms Rhythmus und Rücklesen der vom Sensor ausgegebenen Datenbits in *BOD_Set_Steuerleitung lese_Bit*.

Dieser Vorgang wird aufgrund der geringen Periodendauer im User-Interrupt ausgeführt, was aus der Verknüpfung zum Ablaufnetz über die Page-Referenz in Abbildung 5-23 ersichtlich ist. Nach einem positiven Ergebnis von *BOD_TESTE_ALLE_BIT_GELESEN*, welches der Bedingung *BOD_COUNTER_GLEICH_32* entspricht, erfolgen nach der timerbedingten Wartezeit *BOD_WARTE_13MS* die Aktionen *BOD_Skaliere_Daten_* und *_EndeMessung*, was eine Aufbereitung des empfangenen Datums und das korrekte Setzen des Ausgangspiegels bewirkt. Gleichzeitig wird festgestellt, ob sich der Distanzwert im Vergleich zur vorhergehenden Messung geändert hat. In diesem Fall wird über *BOD_NEUEN_WERT_SENDEN* ein entsprechendes Bustelegramm abgesetzt, sobald das Senderegister zur Verfügung steht. In beiden Fällen wird der Programmzyklus zu *BOD_AUSWAHLLESEGESCHWINDIGKEIT* geschlossen und bei Aufruf des entsprechenden periodischen Timers eine neue Messung gestartet.

Die Verknüpfungen zwischen Beschreibungsnetz und Ablaufnetz sind in Abbildung 5-23 dargestellt. Sie dienen lediglich der Anpassung der unterschiedlichen Bezeichnungen in beiden Netzen. Die Bezeichnungen des Beschreibungsnetzes werden dabei selbsterklärend gewählt, die des Ablaufnetzes ergeben sich aus den vorhandenen Bezeichnungen der Ein- und Aussprungpunkte. Über die Page-References sind die angebundenen Teile des Ablaufnetzes im Tool direkt aufrufbar. Der Datenversand über *BOD_SENDE_WERT* erfolgt ohne Rücksprung, da der Versand an den quasi parallel ablaufenden ISO/OSI-Layer 2 übergeben wird.

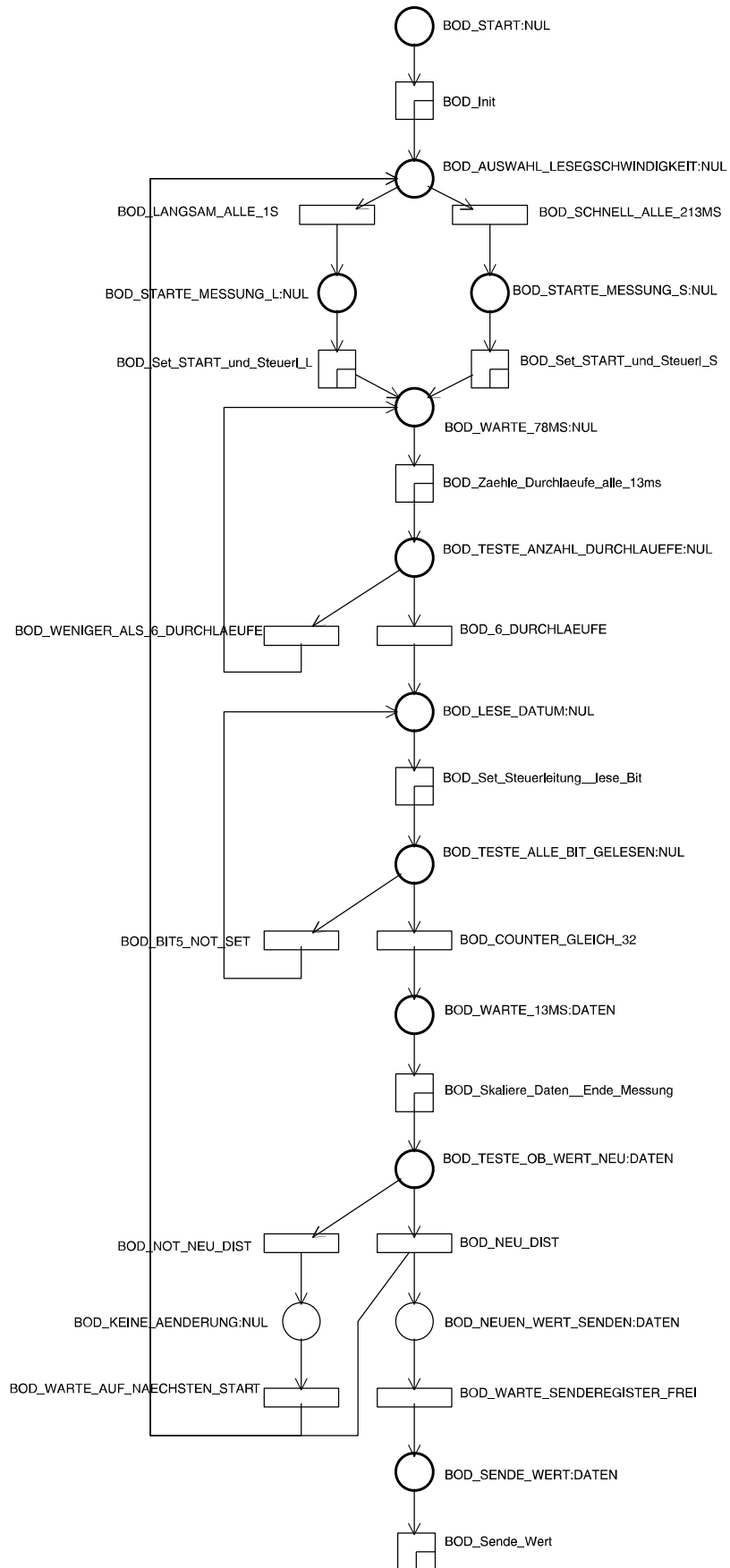


Abbildung 5-22: BOD_Optischer Distanzsensor



Abbildung 5-23: Verknüpfungen zwischen Ablauf- und Beschreibungsnetz bei der Sonderfunktion „optischer Distanzsensor“

5.4.2 Ablaufnetz

Bei Sonderfunktionen existiert kein zusammenhängendes Ablaufnetz, lediglich im Gesamtsystem verstreute Programmsegmente sind vorhanden, so dass im Ablaufnetz jedes Segment lediglich isoliert vorgestellt werden kann. Das Zusammenwirken dieser Segmente wurde durch das Beschreibungsnetz bereits verdeutlicht.

5.4.2.1 Periodischer Timer 1 s

Im Sekundenrhythmus wird im Unternetz *S1O_SET_START* ein Messzyklus durch Setzen des Flags *START* ausgelöst (Abbildung 5-24), falls das Flag *SCHNELL* nicht gesetzt ist. Zuvor wird das Register *OPDIS_COUNTER* durch *S1O_LADE_COUNTER_7* initialisiert und anschließend der Ausgangspegel der Steuerleitung mit *S1O_SET_PIN_VOUT* entsprechend der Vorgabe aus Abbildung 5-22 gesetzt. Durch das Flag *SCHNELL* wird die Abtastgeschwindigkeit festgelegt und je nach Wert des Flags durch *S1O_SCHNELL* die Ausführung der Aktionen innerhalb des 1 s Timers unterdrückt.

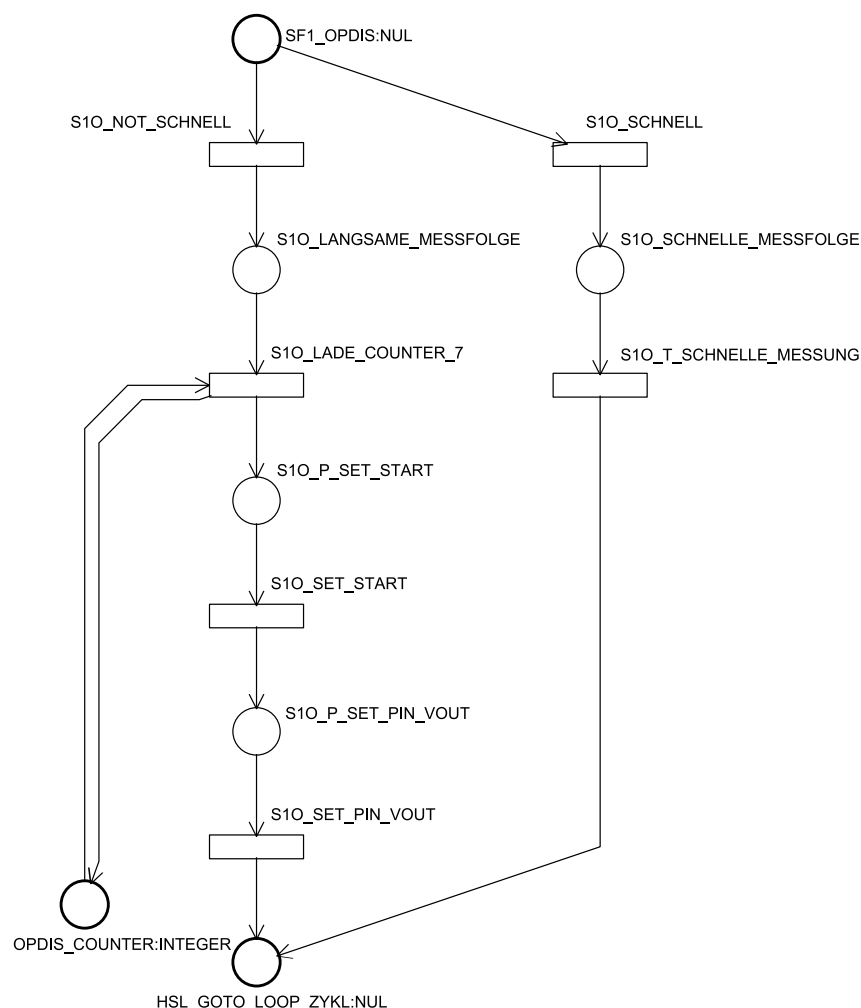


Abbildung 5-24: S1O_SF_1_OPDIS

5.4.2.2 Periodischer Timer 213 ms

Die Vorgänge beim Aufruf im 213 ms Rhythmus entsprechen denen des 1 s Timers, jedoch erfolgt die Auslösung des Messzyklus bei gesetztem Flag *SCHNELL* (Abbildung 5-25).

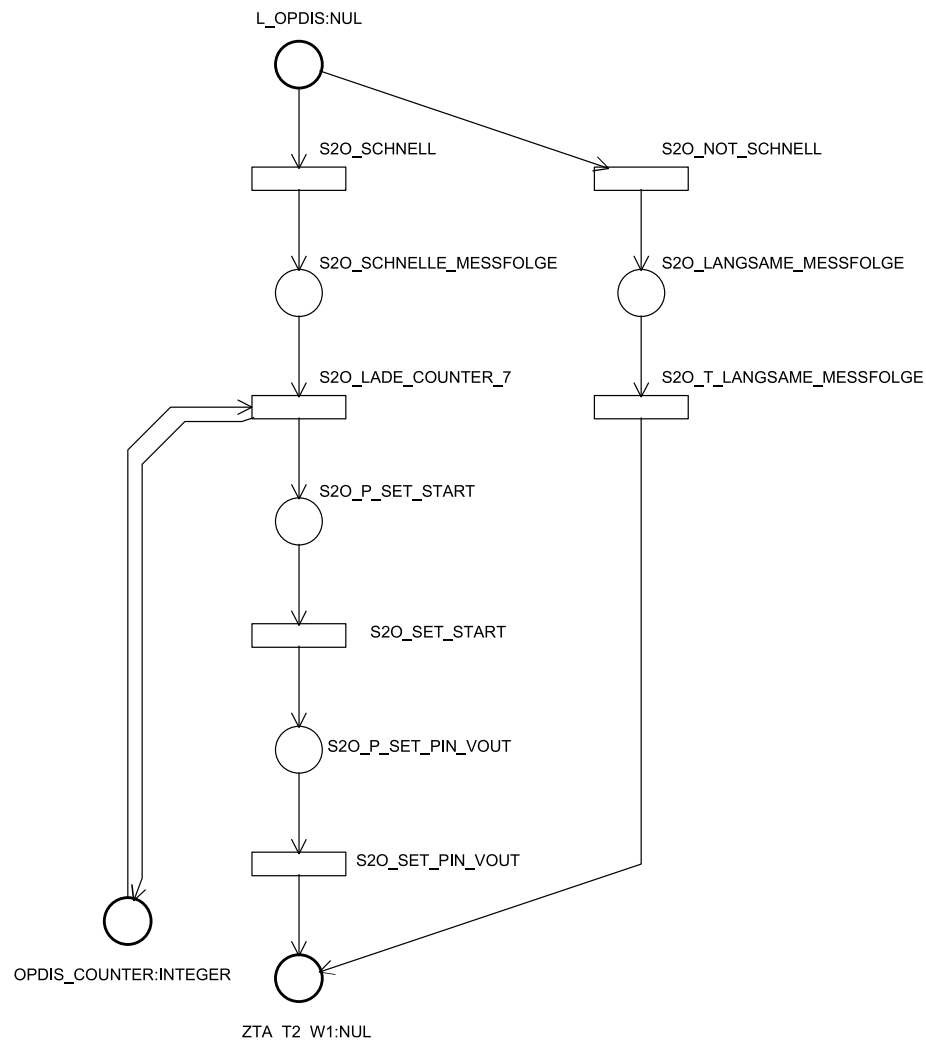


Abbildung 5-25: S2O_SF_213_OPDIS

5.4.2.3 Periodischer Timer 13 ms

Die Ablaufsteuerung der Messung geschieht innerhalb des 13 ms Timers (Abbildung 5-26). Im Register *ZUSTAND_OPDIS* sind die Flags *START*, *IMPULS* und *AUSWERTEN* zusammengefasst. Nach Erkennung des Start Flags durch *O13_START* wird das Register *OPDIS_COUNTER* dekrementiert. Ergibt *O13_TESTE_VORBEREITUNGSZEIT* einen Wert *O13_COUNTER_GLEICH_0*, so ist eine Zeitspanne von $6 * 13 \text{ ms} = 78 \text{ ms}$ verstrichen, woraufhin das Flag *START* zurück gesetzt, der *OPDIS_COUNTER* gelöscht und die Flags *IMPULS* und *AUSWERTEN* gesetzt werden. Da alle periodischen Timer synchron laufen, ist trotz Setzen des Flags *START* innerhalb des 213 ms oder 1 s Timer gewährleistet, dass sich exakt 78 ms ergeben. *IMPULS* startet die weitere Bearbeitung im User-Interrupt, daher ist *O13_SET_IMPULS* am Ende der Ablaufkette angeordnet. *AUSWERTEN* stellt einen Merker für die erwartete Bereitstellung eines Messwertes dar. Bei den folgenden Durchläufen des 13 ms Timers wird über *O13_NOT_START* und *O13_IMPULS* mit *O13_INTERRUPT_ARBEITET* ein Bypass gelegt und somit keine weitere Aktion ausgeführt. Nach Beendigung des Einlesens setzt die Interruptroutine *IMPULS* zurück, so dass über *O13_NOT_IMPULS* der Zustand *O13_LESEN_IM_INTERRUPT_FERTIG* erreicht wird. Nach positivem Ergebnis von *O13_TEST_AUSWERTEN* werden alter und neuer Messwert miteinander verglichen und bei Abweichung durch Setzen des Sendeflags über *O13_SET_SENDOPDIS* ein Bustelegramm ausgelöst. Weiterhin wird *O13_MESSWERT_SPEICHERN_IN_LAST* durchgeführt, um den aktuellen Messwert für Vergleiche bei nachfolgenden Messungen zu erhalten. Durch *O13_RESET_AUSWERTEN* wird eine mehrfache Bearbeitung des gleichen Messwertes verhindert.

Das Flag *SENDOPDIS* stellt die implizite Schnittstelle zwischen der Anwendung und dem obersten Layer des ISO/OSI-Schichtenmodells dar. Durch das Setzen dieses sonderfunktionsspezifischen Flags werden Aufbereitung und Versand der Daten ausgelöst, sobald die Sendewarteschlange dies zulässt.

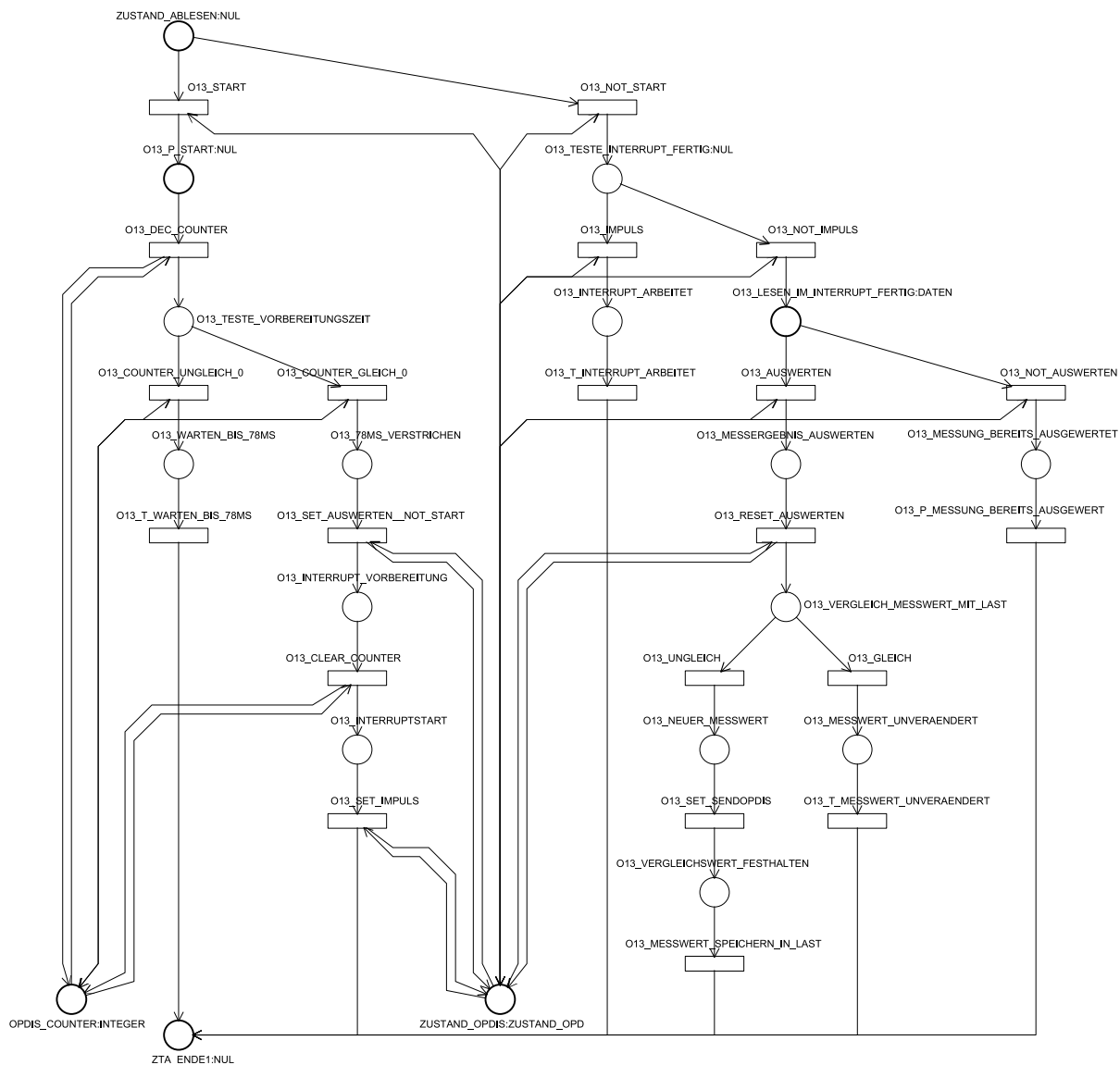


Abbildung 5-26: O13_SF_13_OPDIS

5.4.2.4 User-Interrupt

Der User-Interrupt (Abbildung 5-27) erzeugt periodische Impulse im 0,2 ms Raster und liest den vom Sensor gelieferten Bitstrom in das 8 Bit Register *DATEN* ein. Aufgrund der begrenzten Ressourcen stehen pro Durchlauf der Interruptroutine lediglich 15 Zeitquanten *T* bereit, das heißt die Zeitspanne für jeden möglichen Pfad durch den User-Interrupt hat genau 15 *T* zu betragen, um die nachfolgende Generierung des Buszugriffs nicht zu beeinträchtigen. Daher sind lediglich zeitkritische Segmente der Gesamtfunktion in den Interrupt zu legen und somit der Interruptteil minimal zu gestalten.

Während der Ruhephase wird über *IOD_NOT_IMPULS* der Zustand *IOD_IMPULSPHASE_NICHT_AKTIV* erkannt und ein Bypass geschaltet. Nach Anforderung durch *IOD_IMPULS* wird das Zählregister *OPDIS_CONTER* bei jedem Durchlauf inkrementiert. Anschließend erfolgt über die Abfrage von *OPDIS_COUNTER* eine Aufspaltung in vier Impulsschritte je einzulesendem Bit. In *IOD_IMPULSSCHRITT_1* und *IOD_IMPULSSCHRITT_3* wird jeweils das Signal *VOUT* umgeschaltet. In *IOD_IMPULSSCHRITT_0* wird der Eingangspegel durch *IOD_SCHIEBE_VIN_NACH_DATEN* abgetastet und in *IOD_IMPULSSCHRITT_1* eine Überprüfung des Zählerstandes von *OPDIS_COUNTER* durchgeführt. Wenn dieser den Wert 32 erreicht, sind 8 Bits in je 4 Impulsschritten abgetastet worden, was durch *IOD_COUNTER_GLEICH_32* erkannt wird und über *IOD_ENDE_IMPULSPHASE* das Ende der Messung durch *IOD_RESET_IMPULS* bedingt. An dieser Stelle übernimmt der 13 ms Timer die weitere Verarbeitung des Messwertes.

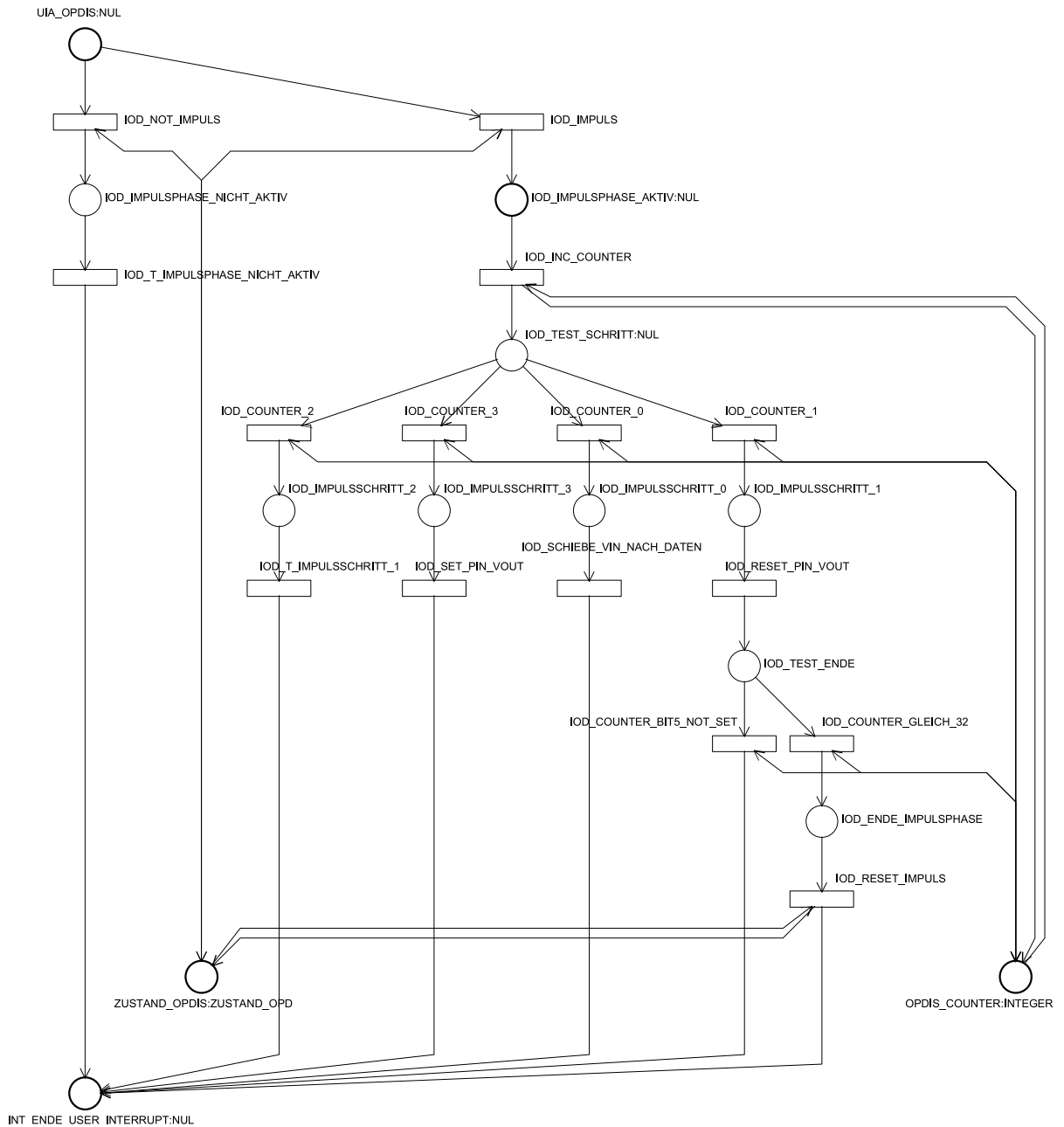


Abbildung 5-27: IOD_INT_OPDIS

5.4.2.5 Zyklische Sonderfunktionen

Die Realisierung des optischen Distanzsensors verwendet keine nicht-periodischen zyklischen Sonderfunktionen. Das Netz *SFZ_Zyklische_Sonderfunktionen* wird daher lediglich zur Vervollständigung der Liste nutzbarer Unternetze in Abbildung 5-28 dargestellt. Die Häufigkeit des Aufrufs ist abhängig vom jeweils aktuellen Ressourcenbedarf aller auf dem Busknoten ablaufenden Vorgänge im Hauptprogramm. Somit erhalten in diesem Netz nicht-zeitkritische Vorgänge umso mehr Rechenzeit zugeteilt, je geringer der Bedarf aller anderen Vorgänge ist.

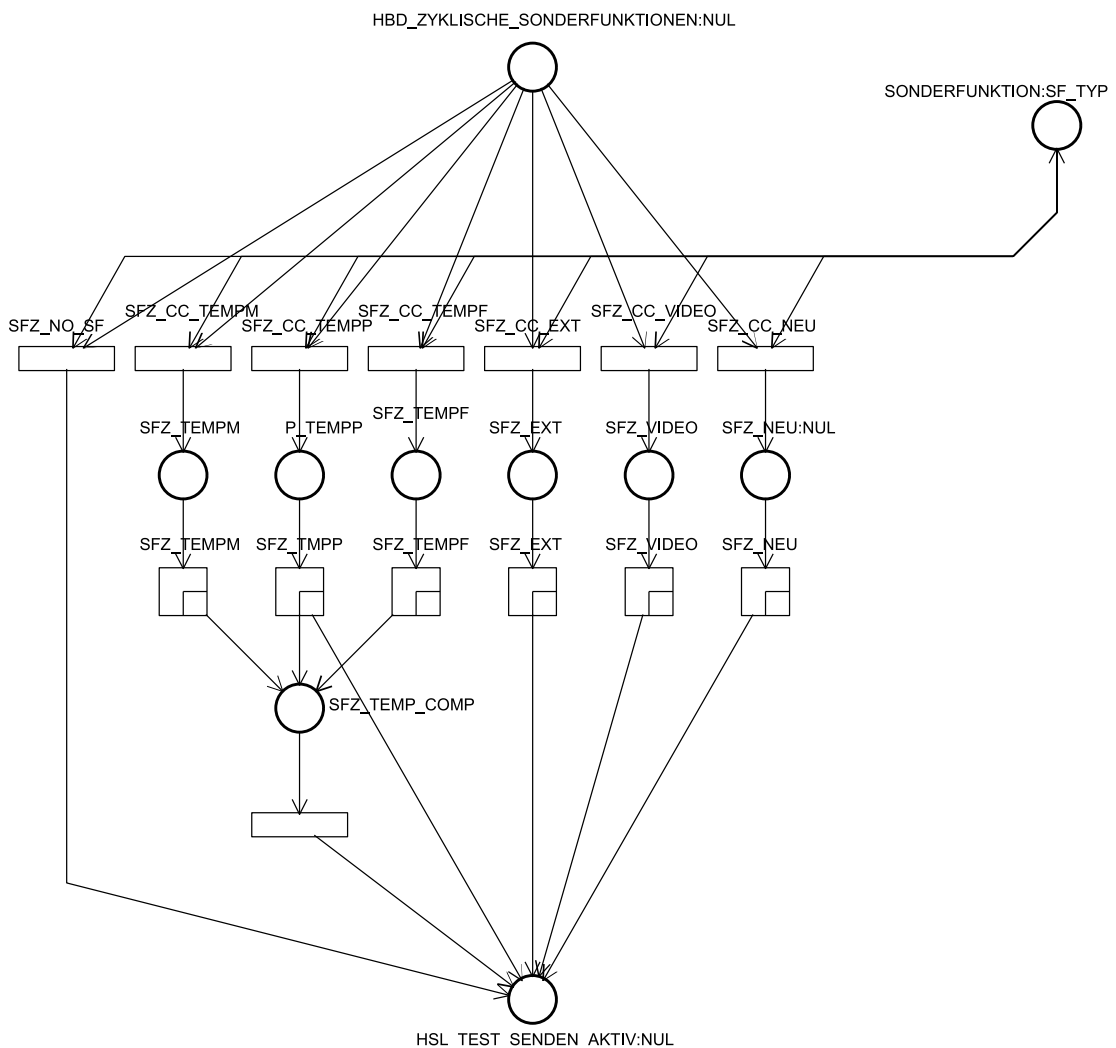


Abbildung 5-28: SFZ_Zyklische_Sonderfunktionen

6 Realisierung und Validation

6.1 Feldbus Systemrealisierung

Realisiert wurde ein SCAN-System mit vereinfachter Energiezuführung nach Abschnitt 4.3.2 Fall (1) mit 18 V Sensor/Aktorspannung [Schrom et al. 00-1]. Dabei wurde für die Aufteilung einer Bitzeit $n = 4$ sowie eine Datenübertragungsrate von 9,6 kBit/s gewählt (siehe Abschnitt 4.5.2) und eine implizite Semantik ohne physikalische Größen laut Abschnitt 4.5.5 eingesetzt. Die Fehlersicherung erfolgt über eine 8 Bit Checksumme. Abbildung 6-1 zeigt die Buskopplerhardware, welche in zwei Versionen, mit und ohne integrierten Anzeigeelementen, erstellt wurde.

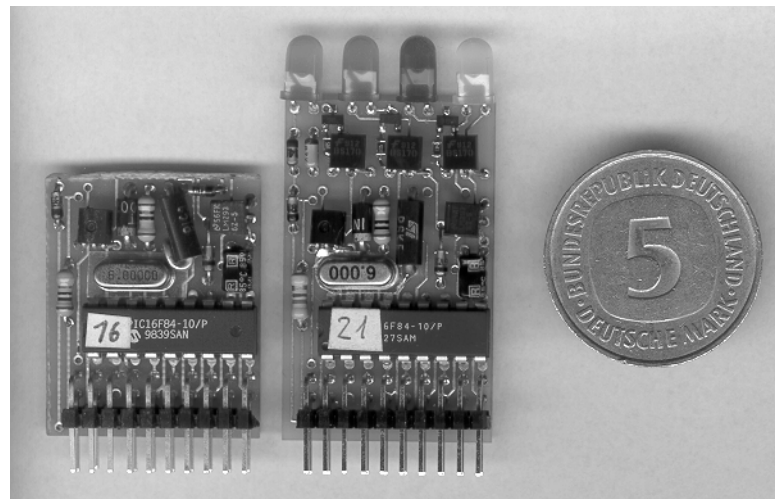


Abbildung 6-1: Hardwarerealisierung des SCAN Buskopplers in zwei Versionen mit und ohne integrierten Anzeigeelementen

Es wurde ein System mit 17 Busknoten aufgebaut, dessen freie Topologie mit starker Verästelung (ähnlich Abbildung 4-2) verschiedene Typen von Kabeln wie J-Y(St)Y 4x2x0,6Lg, J-H(St)H 4x2x0,8Bd, H03VV-F 3x0,75 und LiYY 4x0,14mm² nutzt und dem somit ein stark heterogenes Übertragungsmedium zugrunde liegt. Die Gesamtlänge aller eingesetzten Kabel beträgt etwa 50 m, die zentrale Stromquelle der Datenenergieeinspeisung und der Messpunkt der im folgenden dargestellten Oszillogramme sind dabei in größtmöglicher Entfernung zueinander angeordnet. Das System enthält keinen Repeater laut Unterabschnitt 4.2.6.3 (Abbildung 4-11), so dass die Auswirkungen der auftretenden Reflexionen verdeutlicht werden können.

Abbildung 6-2 zeigt ein vollständiges Bustelegramm des SCAN. Der Abstand dX, gemessen vom Beginn des Synchronisationsbits des dargestellten Telegramms bis zum

Beginn des Synchronisationsbits des nachfolgenden Telegramms, wird zu 7,23 ms bestimmt. Der zeitliche und logische Aufbau des Telegramms entspricht der Vorgabe aus Abbildung 4-21 im Abschnitt 4.5.2.

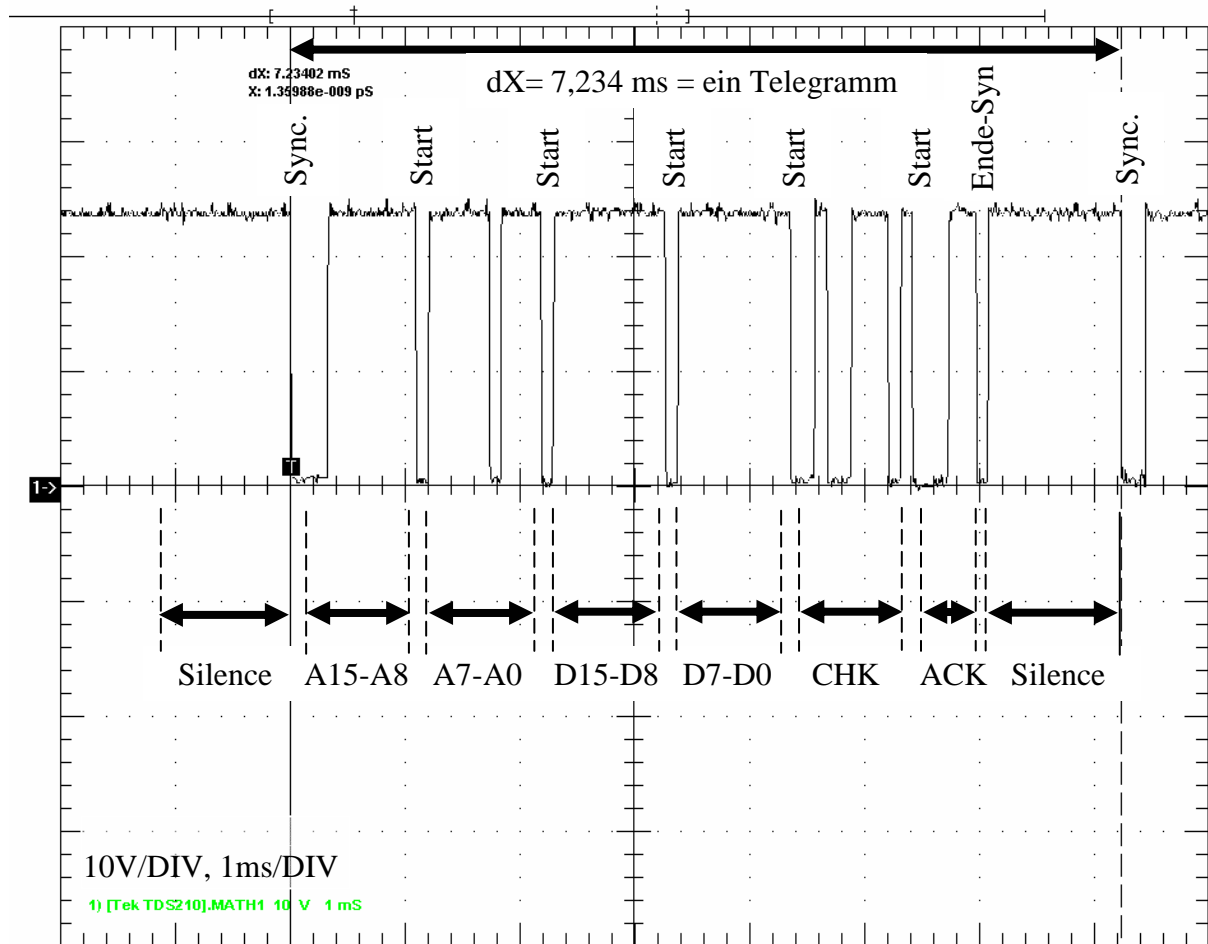


Abbildung 6-2: Oszillogramm eines SCAN Bustelegramms einschließlich des Beginns des Folgetelegramms

Eine genauere Betrachtung der fallenden Flanken des Telegramms liefern Abbildung 6-3 bis Abbildung 6-5. In räumlicher Nähe des Messpunktes zum schließenden Ausgangstransistor eines Busknotens ergibt sich die in Abbildung 6-3 gezeigte „harte“ Umschaltflanke, da der Transistor eine niederohmige Verbindung der beiden Adern der Datenleitung herstellt. Das Signal unterschreitet bereits nach $dX = 11$ ns den Schwellenwert von $U_S = 14$ V und erreicht kurze Zeit später den eingeschwungenen Zustand. Abbildung 6-4 zeigt die Messwerte in großem räumlichen Abstand des Messpunktes zum schließenden Ausgangstransistor. Im Verlauf der fallenden Flanke sind deutlich drei Stufen zu erkennen, deren Ursprung in Reflexionen an Stichleitungen zu suchen ist. Der Schwellenwert wird in diesem Fall erst nach $dX = 122$ ns unterschritten. Einige Millisekunden später sind minimale Einschwingvorgänge erkennbar, die aus

Schaltvorgängen anderer Busknoten resultieren, deren Synchronisation $2,5\ \mu\text{s}$ beziehungsweise $6,5\ \mu\text{s}$ hinter der des signalerzeugenden Busknotens liegt.

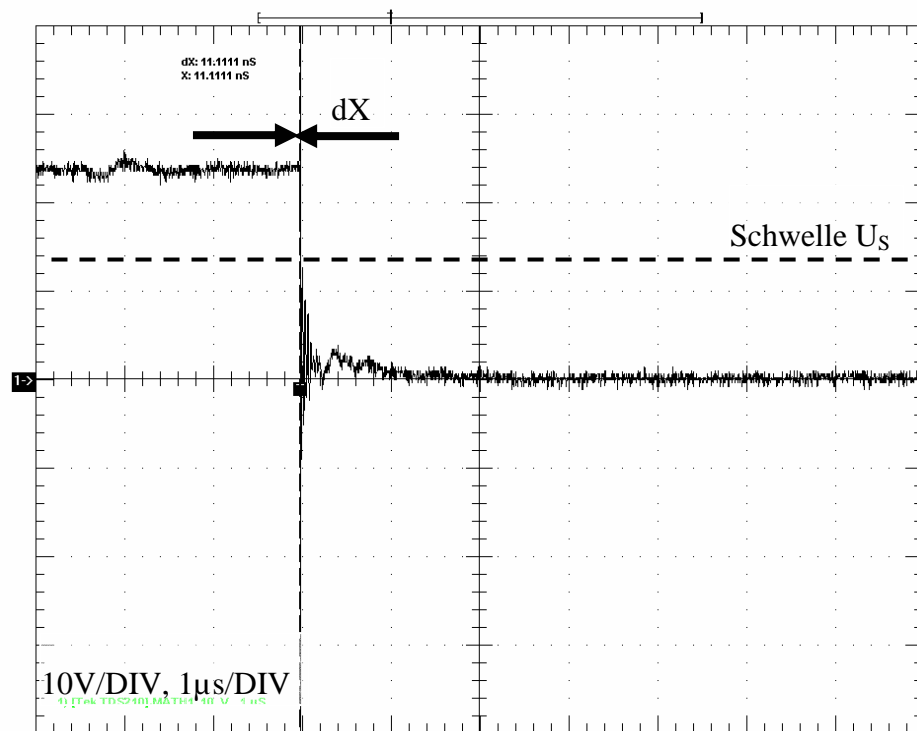


Abbildung 6-3: Oszillogramm einer fallenden Signalfanke beim SCAN in räumlicher Nähe zum aktiven Ausgangstreiber

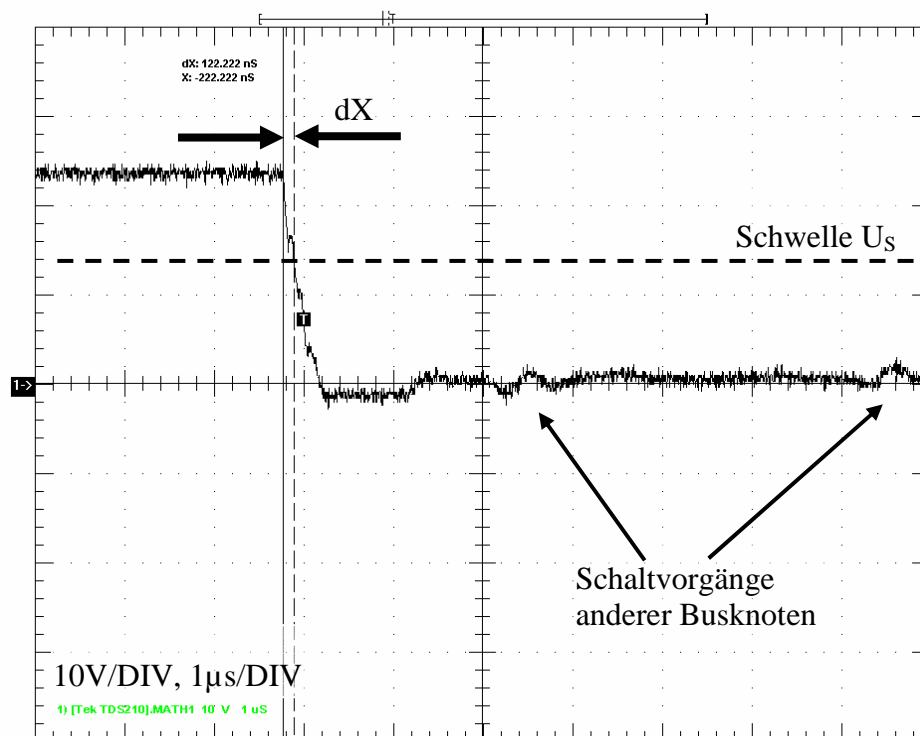


Abbildung 6-4: Oszillogramm einer fallenden Signalfanke beim SCAN in räumlicher Entfernung zum aktiven Ausgangstreiber

In Abbildung 6-5 ist eine deutlich erkennbare Reflexion an der in Sättigung befindlichen Stromquelle festgehalten. Da dieses System keinen Repeater an der Stromquelle aufweist, kann es zu dem gezeigten Rückschwinger kommen. Obwohl der Schwellenwert bereits nach $dX = 200$ ns unterschritten wird, besteht nach etwa $1\text{ }\mu\text{s}$ die Gefahr eines erneuten Überschreitens des Schwellenwertes U_S . Konkrete Überschreitungen ergeben sich aus der jeweils aktuellen Topologie und dem Schaltverhalten aller beteiligten Busknoten.

Abschließend zeigt Abbildung 6-6 eine steigende Signalflanke. Nach einem kurzzeitigen stärkeren Einschwingvorgang wird nach $dX = 689$ ns der Schwellenwert U_S überschritten. Der Verlauf nähert sich dabei dem Aufladevorgang eines mit konstantem Strom geladenen Kondensators an, bei dem eine konstante Steigung bis zum Erreichen der Maximalspannung zu erwarten wäre. Auch hier ist im Verlauf der steigenden Flanke wiederum eine Stufe zu erkennen, deren Ursprung in der Reflexion an Stichleitungen zu suchen ist. Häufig treten auch mehrere Stufen mit unterschiedlichen Teilsteigungen auf.

Der Einschwingvorgang besitzt keinen Einfluss auf die korrekte Bearbeitung des Busprotokolls, da durch die in Abschnitt 4.5.2 dargelegte Abtastung des Signalpegels der Zustand während Leitungslauf- und Einschwingzeit τ nicht von Bedeutung ist.

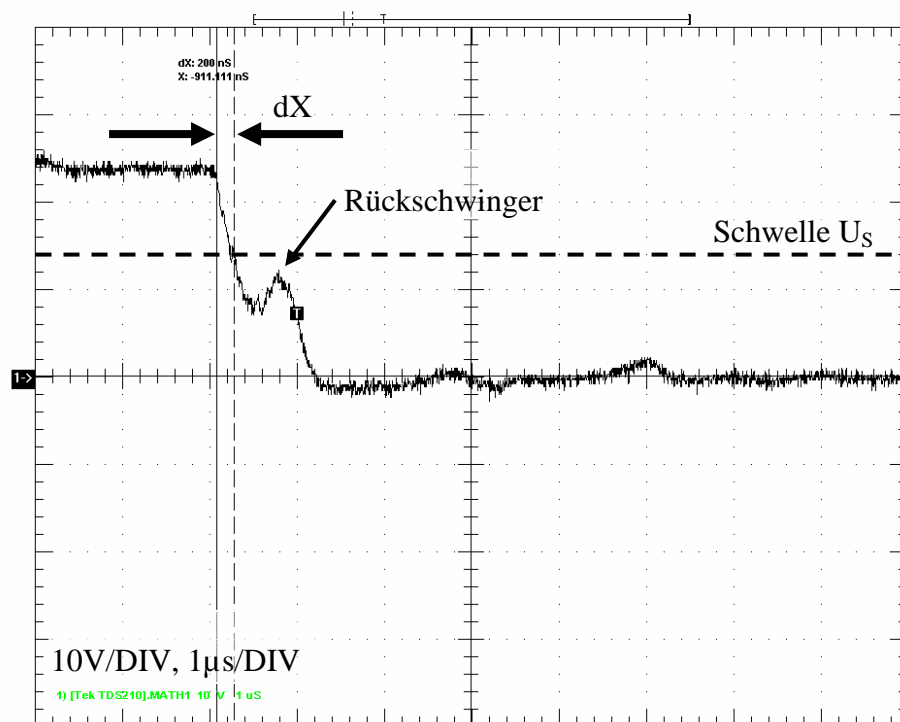


Abbildung 6-5: Oszillogramm einer Reflexion an der gesättigten zentralen Stromquelle des SCAN

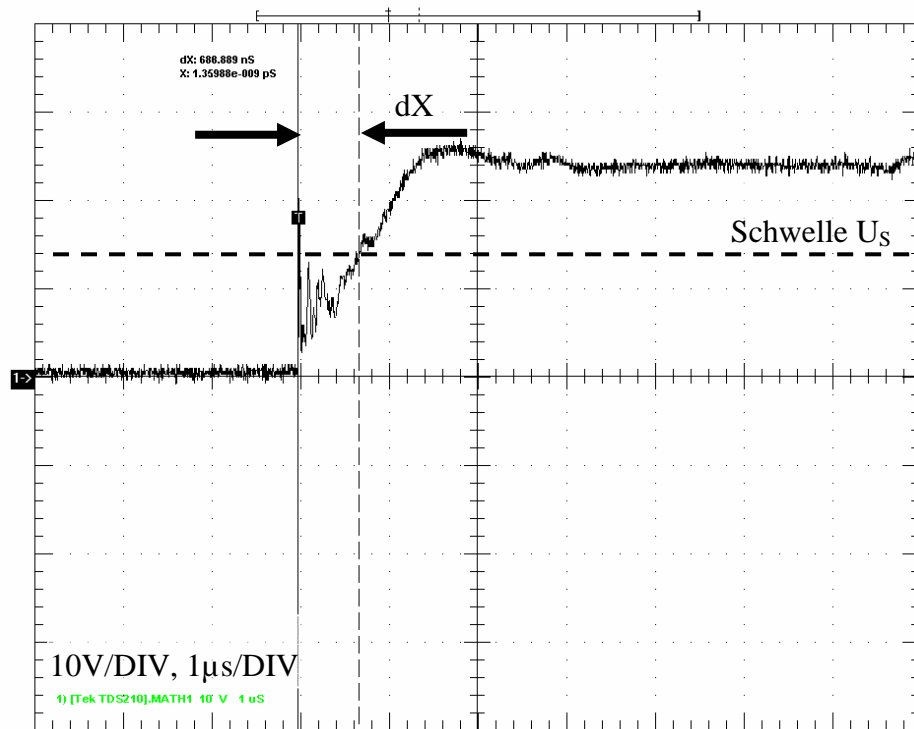


Abbildung 6-6: Oszillogramm einer steigenden Signalflanke beim SCAN

6.2 Abschließende Bewertung

Aufgrund der vorliegenden positiven Messergebnisse an dem realisierten exemplarischen System in freier Topologie mit 50 m Gesamtausdehnung ist auch bei einem voll ausgebauten System mit 1000 m Ausdehnung ein korrekter Betrieb zu erwarten. Die in Unterabschnitt 4.2.6.3 durchgeführten Überlegungen zur Wellenausbreitung mit einer maximal notwendigen Laufzeit von T_{1000} lassen im Zusammenhang mit den modifizierten Leitungsdaten aus Abschnitt 4.3.2 eine Leitungslaufzeit von 7,85 ns/m erwarten. Der Einfluss von Verzweigungen nach Unterabschnitt 4.2.6.4 und weiteren flankenverzerrenden Vorgängen ist gering anzusetzen, wie dies auch in Abbildung 6-4 erkennbar ist. Es ist jedoch keinesfalls mit Überschreitung der im ersten Ansatz in Abschnitt 4.2.5 zugrunde gelegten Zeit bei Betrachtung der Leitung als konzentrierte Kapazität zu rechnen, wie auch das Oszillogramm der steigenden Flanke in Abbildung 6-6 nahe legt. Bei Berücksichtigung eines Sicherheitsfaktors von 1,5 ergibt sich bei Einhaltung der Obergrenze von 1000 m Gesamtleitungslänge eine Leitungslauf- und Einschwingzeit von $\tau = 11,8 \mu\text{s}$. Jedoch ist bei größeren Ausdehnungen ein Repeater unbedingt erforderlich, um Reflexionen an der gesättigten Stromquelle und somit längere Einschwingzeiten zu vermeiden (siehe auch Abbildung 6-5). Durch das

gewählte Verfahren der Abtastung des Signalpegels (Abschnitt 4.5.2) und der darin vorgesehenen Leitungslauf- und Einschwingphase führen Über- und Rückschwinger innerhalb dieser Phase nicht zu Störungen der Datenübertragung. Das Verfahren erlaubt in der derzeitigen Implementierung bei einer Datenrate von 9600 bit/s und vier Abtastungen pro Bitzeit ($n = 4$) eine Leitungslauf- und Einschwingzeit von 11,9 μs , was mit dem oben ermittelten Wert gut korrespondiert. Eine weitere Vergrößerung des Sicherheitsfaktors wäre durch die Implementierung einer nicht äquidistanten Abtastung laut Tabelle 4-8 möglich.

Die Leistungsfähigkeit des SCAN im unteren Feldbereich ist im Vergleich zu anderen Systemen hervorragend, wie bereits in Abschnitt 4.5.4 dargelegt wurde. Trotz der relativ geringen Datenübertragungsrate kann eine konstante Telegrammrate auf hohem Niveau garantiert werden, so dass unter Berücksichtigung des Datenaufkommens der jeweiligen Anwendung (vergleiche Abschnitt 4.1.4) und der Skalierung (Abschnitt 4.1.3) ein großer Anwendungsbereich abgedeckt wird.

Die Kostenstruktur ermöglicht dabei eine vollständige Dezentralisierung durch geringe Kosten pro Busknoten. Für die übergeordnete Kommunikationsebene kann gegebenenfalls auf bereits vorhandene Infrastruktur des Inter- oder Intranets zurückgegriffen werden (Abschnitt 4.1.1). Im Vergleich zu traditionellen oder rein auf switched-Ethernet beruhenden Feldinstallationen ergibt sich somit ein eklatanter Kostenvorteil (vergleiche Abschnitt 3.2.4).

Der SCAN weist Optimierungen hinsichtlich der Telegrammrate, dem Leistungsbedarf, der maximalen Teilnehmerzahl sowie den Kosten auf. Zum Vergleich sind daher in Tabelle 6.1 die Kennwerte einiger Feldbussysteme gegenüber gestellt.

| Bussystem | SCAN | CAN | | | LON | | EIB | LIN |
|----------------------------------|------|------------------|------------------------------|-------------------|--------------------------|-------------------------|-------------|-------------------------------|
| | | Low-Sp | High-Speed | | RS485 | PL | | |
| Telegrammrate [1/s] | 137 | 75- 185 | 75- 185 | 750- 1850 | 20- 720 ⁶⁵ | 15- 69 ⁶⁵ | 25- 50 | ~200 ⁶⁶ |
| Datenrate [kbit/s] | 9,6 | 10,0 | 10,0 | 100,0 | 625,0 | 4,8 | 9,6 | 19,2 |
| Teilnehmerzahl | 1000 | 20 | 32 (-112) | 32 (-112) | 64 | unde- finiert | 64 | 8 (16) ⁶⁷ |
| Leistungsbedarf [mW] | 68 | 2000- 4000 | 2000- 4000 | 2000- 4000 | 500- 2000 | 500- 2000 | 140- 280 | 80 ⁶⁸ + Periph. |
| Busknotenkosten | 1 | 10 | 10 | 10 | 10 | 5 | 5 | 1,5 |
| Medienkosten (ggf. + Energie) | 1,5 | 2,7 + Energie | 19,5 + Energie | 19,5 + Energie | 19,5 + Energie | „nur“ Energie | 3 | - |
| Ausdehnung [m] | 1000 | 350 | 1000 (5000) ⁶⁹ | 500 | 500 | unde- finiert | 1000 | 40 |
| Topologie | frei | frei | Linie | Linie | Linie | frei | frei | frei |

Tabelle 6-1: Gegenüberstellung des SCAN mit vergleichbaren Systemen

⁶⁵ Bestätigungspakete beim LON senken den Datendurchsatz weiter ab, da im Normalfall jeder relevante Empfänger eine Bestätigung der Nachricht versendet (z.B. 10 Bestätigungen bei 10 angesprochenen Empfängern, somit ist die nutzbare Telegrammrate um Faktor 10 geringer). Annahme: 2 Byte Nutzdaten

⁶⁶ Die Übertragungszeit bei 2 Byte Nutzdaten inklusive Sync-Break beträgt 3,4 ms bei 19,2 kBit/s. Zusätzlich 40% Zuschlag für Interbyte-Space und Response-Space. Zusätzlich Interframe-Space.

⁶⁷ Bei unidirektionaler Datenübertragung 16 Adressen, bei bidirektionaler Übertragung lediglich 8 Teilnehmer. Bei Zweckentfremdung der Bits zur Telegrammlängenangabe sind 64 Adressen möglich.

⁶⁸ An 24 V Versorgung, z.B. Bordnetz oder 24 V-Schiene in Industriebereich. Angabe gilt unter der Annahme des Normal-Slope Modus im rezessiven Zustand mit stromsparenden PIC Mikrocontroller und Trasceiver TJA1020 ([Evers 02], [Wense 00]). Der Sleep-Modus wird nicht berücksichtigt.

⁶⁹ Entspricht nicht der CiA Spezifikation.

6.3 Applikationen

Neben der Betriebssystemsoftware zur Bereitstellung der Funktionen der unteren ISO/OSI-Layer wurden einfache Funktionen wie in Abschnitt 4.5.6 beschrieben implementiert.

Zusätzlich wurde eine Reihe von Applikationsadaptern mit den zum Betrieb notwendigen Sonderfunktionen realisiert. Verschiedene mechanische Relais, mit Schaltleistungen bis in die Größenordnung üblicher Steckdosenstromkreise, sowie elektronische Relais, zur verschleißfreien Ansteuerung von Kleinverbrauchern im AC- und DC-Bereich, dienen der Ansteuerung von Aktoren. Auf der Sensorseite wurden allgemeine Temperaturmessungen, ein Raumthermostat, ein optischer Distanzsensor sowie ein Impulszähler zur Kopplung mit Durchflussmessgeräten aufgebaut. Eine Kopplungsmöglichkeit zu einem PC-basierten Busmonitor sowie zu beliebigen Messgeräten mit serieller RS232 Schnittstelle wurden geschaffen. Speziell für den Bereich der Gebäudeautomatisierung wurde die Steuerung eines dimmbaren elektronischen Vorschaltgerätes für Leuchtstoffröhren ermöglicht. Der Unterhaltungsektor wurde mit einem per Feldbus steuerbaren Videomultiplexer bedacht.

Die ressourcenschonende Implementierung führt zu einem geringen Bedarf an Speicher- und Rechenressourcen. Die Standardfunktion Toggleschalter ist beispielsweise mit lediglich 16 Worten Programmspeicher implementiert.

Abbildung 6-7(a) zeigt beispielhaft die Anbindung eines Leistungsschalters mit den Daten 16 A / 230 V ⁷⁰ unter Nutzung eines bistabilen Relais. Ein sogenannter „IC-Baustein“ [Farnell 01] nimmt die Pegelumsetzung und Impulsformung vor, kann jedoch auch diskret realisiert werden. Schaltvorgänge werden von der Software sofort umgesetzt, jedoch wird zwischen zwei Einschaltvorgängen eine Minimalzeit eingehalten, die sowohl aufgrund der thermischen Belastung der Relaiskontakte, als auch der Begrenzung der Steuerstromaufnahme angezeigt ist.

Bistabile Kleinrelais mit 5 V Spulenspannung sind direkt ansteuerbar (b), die Impulsformung wird durch Software realisiert. Die induzierte Spannung beim Abschalten des Stromes kann durch die aktiven Ausgangstreiber des Mikrocontrollers in Kombination mit den integrierten Schutzdioden neutralisiert werden, falls der Mikrocontroller wie bei PIC-Prozessoren entsprechend starke Ausgangstreiber enthält.

⁷⁰ Durch Wahl eines Relais mit Wolframvorlaufkontakt ist ein Verschweißen im Kurzschlussfall ausgeschlossen, z.B. Siemens V23080-B1013-A911 (nach Verkauf der Relaisfertigung an Schrack und Epcos derzeit leider nicht verfügbar, jedoch vergleichbare Typen von EBERLE auf Anfrage).

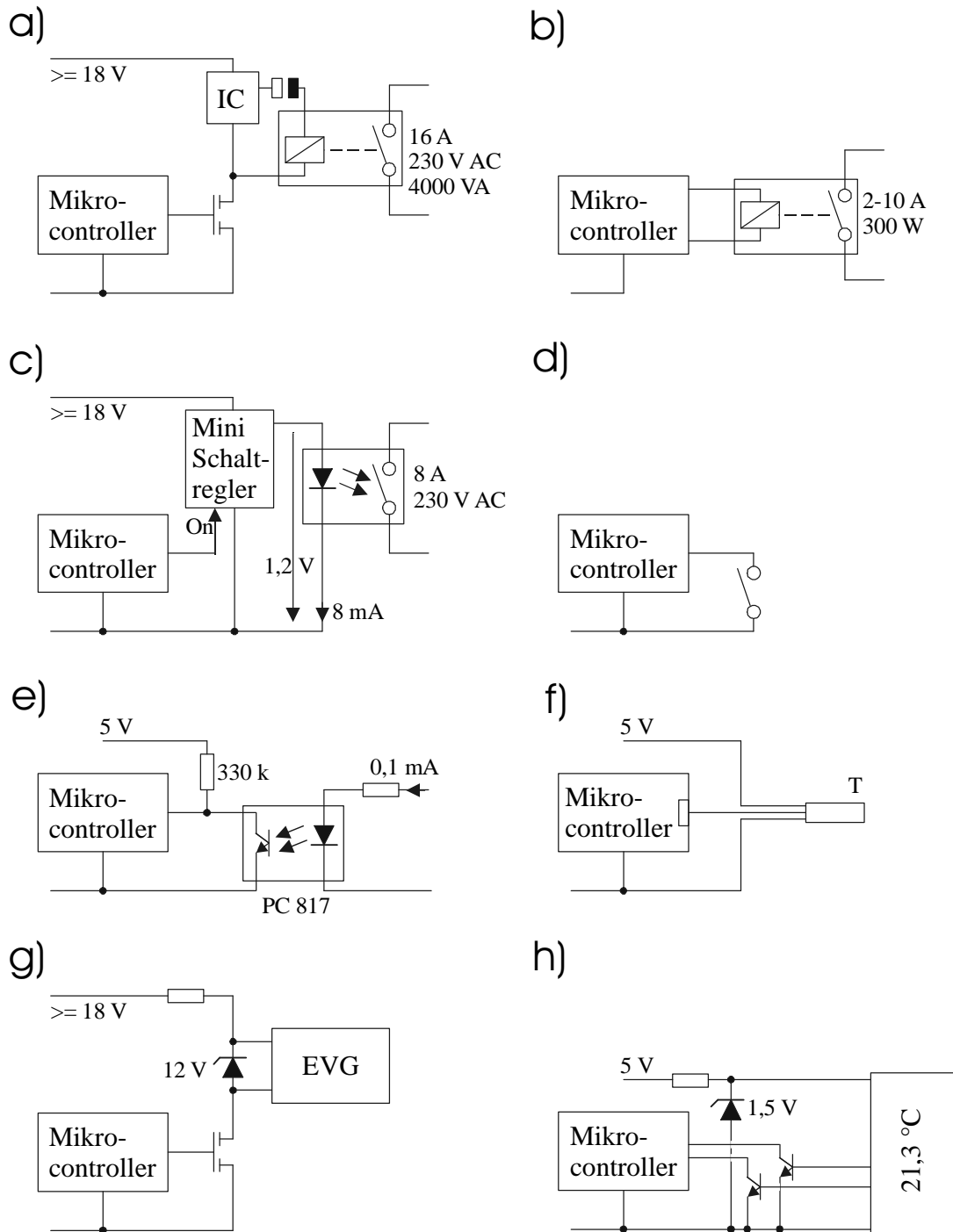


Abbildung 6-7: Übersicht einer Auswahl von Applikationsadaptern für den SCAN

a) Leistungsrelais

b) Kleinrelais

c) Halbleiterrelais

d) Tast- / Schaltkontakt

e) potentialgetrenntes
Eingabesignalf) Temperatursensor mit
PWM-Ausgangg) Ansteuerung eines elektro-
nischen Vorschaltgerätes
(EVG) für Leuchtstoffröhrenh) Temperaturmessung
mit Temperatur-Zeitmodul
(LCD-Modul mit Schnittst.)

Integrierte elektronische Relais zur verschleißfreien Ansteuerung⁷¹ sind entweder im Nulldurchgang der Wechselspannung impulsförmig anzusteuern oder mit Hilfe eines Miniatur-Schaltspannungsreglers zu versorgen (c). Dieser für geringe Ströme optimierte kostengünstige Wandler mit hohem Wirkungsgrad setzt die zur Verfügung stehende Spannung von 18 V in die für Infrarotleuchtdioden übliche Spannung von 1,2 V um.

Potenzialfreie Schaltkontakte und Bedienelemente wie Schalter und Taster können direkt mit dem Mikrocontroller gekoppelt werden (d).

Alle bisher aufgeführten Realisierungen bieten eine inhärente Potenzialtrennung zum Feldbussystem. Sind jedoch nicht potenzialfreie Signale anzukoppeln, so sind Optokoppler zur Daten Ein- und Ausgabe einzusetzen (e). Diese arbeiten bei einem Strom von lediglich 0,1 mA noch korrekt, sofern die Frequenz einige hundert Herz nicht überschreitet, was bei Schaltanwendungen jedoch kein Problem darstellt.

Häufig sind Sensoren für diverse physikalische Größen anzubinden. Ein Beispiel stellt der Temperatursensor SMT160 dar, der bei einem Versorgungsstrom von 0,2 mA ein digitales PWM-Ausgangssignal liefert, welches somit direkt verarbeitet werden kann (f).

Auch komplexere Einheiten wie Thermostate mit integrierter digitaler Anzeige und Datenausgang⁷² sind nach einer Pegelumsetzung einfach zu nutzen (h). Durch Ergänzung einiger Bedienelemente und weiterer Anzeigen entsteht mit geringem Aufwand ein Raumthermostat zur Einzelraumregelung von Heizungsanlagen.

Selbst dimmbare elektronische Vorschaltgeräte für Leuchtstofflampen⁷³ lassen sich einfach anbinden und ermöglichen somit eine Steuerung des Beleuchtungsniveaus (g), was neben Wohnkomfort auch Energieeinsparung im Zusammenspiel mit Gebäudeleitsystemen ermöglicht.

⁷¹ Beispielsweise Sharp S202S02 mit Nulldurchgangsschalter

⁷² Temperatur-Zeitmodul [Conrad 01]

⁷³ EVG von [TRIDONIC 98] mit Luxcontrol-System enthalten eine digitale Schnittstelle

7 Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wurden Anforderungen an zukünftige Feldbussysteme sowie deren Positionierung innerhalb der Hierarchie der Feldkommunikation ermittelt. Für die untere Ebene wurden die Parameter für ein optimiertes beziehungsweise minimiertes System dargestellt und daraus ein Bussystem hergeleitet. Die Beschreibung der notwendigen Software wurde mit Hilfe von Petrinetzen unter Einsatz des Tools Artifex vorgenommen, welches die Möglichkeit der Simulation des Gesamtsystems bietet. Dabei wurde die Methodik zur Beschreibung von Programmstrukturen auf Mikrocontrollern erarbeitet. Das System wurde anhand eines Ausführungsbeispiels in der Praxis getestet.

Der Ausbau der Petrinetz-Beschreibung zu einer automatischen Codegenerierung ist für die Zukunft anzustreben. Das realisierte Feldbussystem sollte Verbesserungen in den Grundfunktionalitäten sowie eine Ausweitung der verfügbaren Anwendungsadapter in weiteren Testinstallationen erfahren. Ein möglicher Ansatzpunkt ist dabei eine Reduzierung der Fehlplatzierung durch Verschiebung des Abtastzeitpunktes. Eine Erhöhung der Übertragungsrate während der Datenphase, nach Abschluss des Arbitrierungsvorgangs, kann zukünftig den Aufwand für die Übertragung von großen Informationsblöcken wie Textanzeigen um den Faktor zwei verringern. Weiterhin sind die Sicherungsverfahren durch den Einsatz eines 8 Bit CRC sowie der standardmäßigen Bereitstellung von zertifizierten Sicherheitsprotokollen zu verbessern. Die Verfahren für Zeitsteuerung, Zeitstempelung und Synchronisation sind zu vervollständigen sowie Untersuchungen zur EMV und weiteren Umgebungsbedingungen durchzuführen. Neben der bereits untersuchten Funktionalität von Darstellung und Transport sind Application-Layer zu definieren und umzusetzen, so dass eine Anwendungsschicht zur Nutzung des Systems im praktischen Einsatz, beispielsweise in der Gebäudeleittechnik, bereitsteht.

8 Anhang

8.1 Literaturverzeichnis

8.1.1 Eigene Veröffentlichungen

- [Däubler et al. 02] Däubler, L., Filova, B., Schrom, H.: *Referenzsysteme für dynamische Satellitennavigationsexperimente*. tm – Technisches Messen, 69(3), S.125-130, Oldenbourg Wissenschaftsverlag GmbH, München, März 2002.
- [Einer et al. 02-1] Einer, S., Schrom, H., Slovák, R., Schnieder, E.: *A railway demonstrator model for experimental investigation of integrated specification techniques*. In: Ehrig, H., Grosse-Rhode, M., Hrsg.: *Integration of software specification techniques (ETAPS)*, Grenoble, France, 06.-07. April 2002.
- [Einer et al. 02-2] Einer, S., Schrom, H., Slovák, R., Schnieder, E.: *Experimental validation of train control systems by using a railway model*. 8th International Conference on Computers in Railways (COMPRAIL), Lemnos, Greece, 12.-14. Juni 2002.
- [Illgen et al. 00] Illgen, I., Schrom, H.: *Infrared CAN Interface – Principles of CAN data transmission using infrared light*. Proceedings, 7th international CAN Conference (iCC), Amsterdam, 25-26. October 2000.
- [MeyerHörste et al. 00] Meyer zu Hörste, M., Ptok, B., Schnieder, E., Schrom, H.: *A case study for the automated system development: the satellite-based train control system - Petri nets in design, modelling and simulation of control systems*. Special session at IFAC conference on Control Systems Design (CSD), Bratislava, Slovakia, 12.-18. Juni 2000.
- [Schrom 97] Schrom, H.: *Konzeption und Implementierung eines Experimentalaufbaus für das Feldebussystem CAN sowie Durchführung von Messungen im spurgebundenen Verkehr*. Diplomarbeit, Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, TU Braunschweig, 1997.
- [Schrom et al. 00-1] Schrom, H., Schnieder, E.: *SCAN, A hardware minimised low cost / low power bus*. MICRO.tec 2000, Hannover, Germany, 25.-27. September 2000.
- [Schrom et al. 00-2] Schrom, H., Meyer zu Hörste, M., Weber, I., Illgen, I., Ptok, B., Schnieder, E.: *Distributed multi-train simulation using real components*. 7th International Conference on Computers in Railways (COMPRAIL), Bologna, Italy, 11.-13. September 2000.
- [Schrom 02] Schrom, H.: *Feldebussystem mit minimierter Hardwarearchitektur*. In: Deutsches Patent- und Markenamt, Offenlegungsschrift DE 100 34 087 A 1, Bundesdruckerei 11.01 – 101 640/502/1, Berlin, 2002.

8.1.2 Weitere Literatur

- [Abel 90] Abel, D.: *Petrinetze für Ingenieure*. Springer Verlag, Heidelberg / New York, 1990.
- [Artis 99] Artis s.r.l: *Artifex 4.2, Reference Manual*. Artis Software Corporation, Torino, Italy, 1999.
- [ASI 00] AS-International Association: *Actuator Sensor Interface, Complete Specification*. Version 2.11, 2000.
- [BACnet 01] BACnet Interest Group Europa e.V.: *BACnet- das Maß vieler Dinge in der Gebäudeautomation*. www.bacnet.de, Sindelfingen, Stand Januar 2001.
- [Bahn 98] Deutsche Bahn-AG: *Satellitengestützter Zugleitbetrieb (SatZB) – Funktionales Lastenheft*. Version 1.00, Deutsche Bahn-AG, München, 20. Februar 1998.
- [Balzert 98] Balzert, H.: *Lehrbuch der Software-Technik: Software-Management, Software-Qualitätssicherung, Unternehmensmodellierung*. Spektrum Akademischer Verlag Heidelberg – Berlin, 1998.
- [Baumgarten 90] Baumgarten, B.: *Petri-Netze – Grundlagen und Anwendungen*. BI-Wissenschaftsverlag, Mannheim, 1990.
- [Bender 90] Bender, K.: *PROFIBUS*. Hanser Verlag, München u.a., 1990.
- [Bikker et al. 99] Bikker, G., Bock, U.: *Einsatz eines Prozessmodells zur Analyse und Spezifikation von Bussystemen*. EKA ,99 – Entwicklung und Betrieb komplexer Automatisierungssysteme, Braunschweig, 26.-28. Mai 1999.
- [Bikker et al. 00-1] Bikker, G., Illgen, I., Schnieder, E., Kaiser, M.: *SATNAB – a satellite based ground experiment, Preparing and validation of the future European satellite navigation system GALILEO for location applications in guided traffic*. COMPRAIL 2000 – 7th International Conference on Computer Aided Design, Manufacture and Operation in the Railway and other Advanced Mass Transit Systems, Bologna (Italy), September 2000.
- [Bikker et al. 00-2] Bikker, G., Illgen, I., Schnieder, E.: *SATNAB a satellite based ground experiment, Location and dynamic reference with only one satellite in guided traffic*. GNSS 2000 – Global Navigation Satellite Systems Conference, Edinburgh (Scotland), Mai 2000.
- [CIA 99] CAN in Automation: *CANopen*. Erlangen, November 1999.
- [Conrad 01] Conrad Elektronik GmbH: *Conrad Hauptkatalog 2001*. Katalog, Hirschau, 2001.

- [Decknatel 01] Decknatel, G.: *Entwicklung eines Typs diskret-kontinuierlicher höherer Petrinetze und seine Anwendung auf Bahnsysteme*. Dissertation, TU Braunschweig, 2001.
- [Deutsch 98] Deutsch, B.: *Elektrische Nachrichten Kabel*. Siemens Aktiengesellschaft (Hrsg), Publicis MCD Verlag, Erlangen / München, 1998.
- [Dietrich et al. 97] Dietrich, D., Loy, D., Schweinzer, H.J.: *LON-Technologie*. Hüthig Verlag, Heidelberg, 1997.
- [Diedrich et al. 01] Diedrich, C., Bangemann, T., Simon, R.: *Das EU-Projekt NOAH*. EKA ,01 – Entwicklung und Betrieb komplexer Automatisierungssysteme, Braunschweig, 25.-27. April 2001.
- [Dixon 94] Dixon, R.C.: *Spread Spectrum System*, 3. Ed. John Wiley & Sons, New York, 1994.
- [eBus 01] User Club eBus e.V.: *eBus – für flexible, kostengünstige Vernetzung in der Heizungstechnik*. www.ebus.de, Wolfenbüttel, Stand April 2001.
- [esd 96-1] Electronic system design GmbH: *Handbuch zu CAN-CCOM4*. Hannover, 1996.
- [esd 96-2] Electronic system design GmbH: *Handbuch zu CAN-CMIO*. Hannover, 1996.
- [Etsch 94] Etschberger, K.: *CAN, Controller-Area-Network*. Hanser Verlag, München / Wien, 1994.
- [Evers 02] Evers, R.: *Application Note 00093: TJA1020 LIN Transceiver*. www.semiconductors.philips.com, Hamburg, 2002.
- [Farnell 01] Farnell GmbH: *Farnell Februar 2001*. Katalog, Deisenhofen bei München, 2001.
- [Fay 99] Fay, A.: *Wissensbasierte Entscheidungsunterstützung für die Disposition im Schienenverkehr: eine Anwendung von Fuzzy-Petrinetzen*. Dissertation, TU Braunschweig. Fortschritt-Berichte Reihe 12, Nr. 386, VDI Verlag, Düsseldorf, 1999.
- [Frey 94] Frey, H.: *Euro-ISDN*. Franzis Verlag, Poing, 1994.
- [Fritz 85] Fritzsche, G.: *Informationsübertragung*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1985.
- [Fröschl 00] Elektrotechnischer Grosshandel ETG J.Fröschl: *Halogenfreie Kabel und Leitungen*. Preisliste, München, 5/2000.
- [Führer et al. 00] Führer, T., Müller, B., Dieterle, W., Hartwich, F., Hugel, R., Walther, M.: *Time Triggered Communication on CAN (Time Triggered CAN-TTCAN)*. Proceedings, 7th international CAN Conference (iCC), Amsterdam, Netherlands, 25-26. October 2000.

- [Gerl/Wag 99] Gerlach, U., Wagner, S.: *Feldbusanschlaltung mit Wechselstromspeisung für die Zündschutzart Eigensicherheit*. Dissertation, Institut für Elektrische Messtechnik und Grundlagen der Elektrotechnik, TU Braunschweig, 1999.
- [Glas 00] Glasow, B.: *Wann ersetzt Ethernet den Feldbus in der Automatisierungstechnik?* MessTec, 2000/2, GIT Verlag Darmstadt, S. 117-118.
- [GMA 98] GMA 1.8.1: *Standardisierte Beschreibungsmittel in der Automatisierungstechnik: Glossar*. Braunschweig, 1998.
- [Goldbacher 01] Goldbacher, A.: *FlexRay für verteilte Anwendungen im Fahrzeug*. Elektronik Automotive 5/2001, WEKA Fachzeitschriften-Verlag GmbH, Poing, S.40-46.
- [Gruhler 00] Gruhler, G.: *Feldbusse und Gerätekommunikationssysteme*. Steinbeis- Transferzentrum Automatisierung (STA), Reutlingen, 2000.
- [Hartmann 95] Hartmann, H.L.: *Rechnergesteuerte Datennetze*. Skript, Technische Universität Braunschweig, 1995.
- [Hartwich et al. 00] Hartwich, F., Müller, B., Führer, T., Hugel, R.: *CAN Network with Time Triggered Communication*. Proceedings, 7th international CAN Conference (iCC), Amsterdam, Netherlands, 25-26. October 2000.
- [Häussler 00] Häussler, O.: *Powerline, 2000 oder nie*. Funkschau 2000/7, WEKA Fachzeitschriften-Verlag, Poing, S.3.
- [Herzog 76] Herzog, O.: *Zur Analyse der Kontrollstruktur von parallelen Programmen mit Hilfe von Petrinetzen*. Dissertation, Universität Dortmund, Bericht Nr. 24/76, Dortmund-Hombruch, 1976.
- [Heusinger 01] Heusinger, P, Oeder, A.: *Audio-Ströme, Powerline verteilt Musik im Haus*. c't 13/2001, magazin für computer technik, Verlag Heinz Heise GmbH & Co KG, Hannover, S.122-125.
- [Hilberg 81] Hilberg, W.: *Impulse auf Leitungen*. Oldenbourg Verlag, München / Wien, 1981.
- [Husmann 97] Husmann, H.: *Ein Beitrag zur Untersuchung des dynamischen Verhaltens feldbusgestützter Regelkreise*. Dissertation, Universität Hannover, Fortschritt-Berichte Reihe 8, Nr. 655, VDI Verlag, Düsseldorf, 1997.
- [IQD 01] International Quarz Devices: *Crystal Product Databook 2000: HC49/4H*. Datenblatt, www.iqdcrystals.com, C-MAC Industries, Durham, USA.
- [ISO 7498] ISO 7498: *Informationsverarbeitungssysteme – Offene Systeme – Basis-Referenzmodell*.

- [Issendorf 01] Issendorf GmbH: *LCN – Planung – Installation*. www.issendorf.de, Sarstedt, Stand April 2001.
- [Jensen 92] Jensen, K.: *Colored Petri Nets – Basic Concepts, Analysis Methods and Practical Use*. Bd. 1 d. Reihe EATCS Monographs on Theoretical Computer Science, Springer Verlag, Berlin / Heidelberg / New York.
- [Kainka 00] Kainka, B.: *Elektronik am PC*. Elektor 11/2000, Elektor Verlag GmbH, Aachen, S.64-67.
- [Kastner 01] Kastner, W.: *Dynamic Internet Connectivity of Automation Systems*. Habilitation, TU Wien, Institut für rechnergestützte Automation, Wien, 2001.
- [Kiefer 94 et al.] Kiefer, J., Schnieder, E.: *Simulation, Leistungsbewertung und Vergleich von Feldbussystemen*. In: Bender, K., Hrsg.: iNet '94, S.38-44, Network GmbH, Hamburg, 1994.
- [Kiefer 95-1 et al.] Kiefer, J., Schnieder, E.: *Automatische Partitionierung von Feldbussystemen für Echtzeitanwendungen*. In: Dietrich, D., Neumann, P., Hrsg.: Feldbustechnologie '95, S232-241, Österreichischer Verband für Elektrotechnik, Wien, 1995.
- [Kiefer 95-2 et al.] Kiefer, J., Schnieder, E.: *Computergestützter Konfigurierung und Parametrierung von Feldbussystemen*. In: Bender, K., Hrsg.: iNet '95, Network GmbH, Hamburg, 1995.
- [Kiefer 95-3 et al.] Kiefer, J., Schnieder, E.: *Simulation of field bus systems for design and parameter optimization*. In: IASTED: MS'95 – Modelling and Simulation, Pittsburgh (USA), 1995.
- [Kiefer 95-4 et al.] Kiefer, J., Schnieder, E.: *Petri net modelling of field bus systems*. In: DeMichelis, G., J, Diaz, M.,: 16th International Conference on Application and Theory of Petri Nets, Torino (Italy), Lecture Notes in Computer Science, Springer, 1995.
- [Kiefer 96] Kiefer, J.: *Methodische Partitionierung und Parametrierung von Feldbussen*. Dissertation, TU Braunschweig. Fortschritt-Berichte Reihe 10, Nr. 428, VDI Verlag, Düsseldorf, 1996.
- [Kieviet 01] Kieviet, M.: *CANopen Safety Sicherheitszertifikat der Berufsgenossenschaft*. Elektronik 4/2001, WEKA Fachzeitschriften-Verlag GmbH, Poing, S.22.
- [Klinge et al. 98] Klinge, K.-A.; Bikker, G.; Schroeder, M.; Schnieder, E.: *Concepts of an Intelligent Route Atlas for localisation in guided traffic*. Proceedings of the 4th International Conference on "Vehicle Navigation", Hannover, 17.-19. June 1998.
- [Klitzing 01] Klitzing, L.: *Im Takt der Technik*. Faktor Arbeitsschutz, 2001/5, Universum Verlagsanstalt GmbH KG, Wiesbaden, S. 14-15.

- [Kopetz et al. 94] Kopetz, H., Grünsteidl, G.: *TTP – A Protocol for Fault-Tolerant Real-Time Systems*. Computer, Januar 1994, IEEE, S. 14-23.
- [König/Quäck 88] König, R., Quäck, L.: *Petrinetze in der Steuerungs- und Digitaltechnik*. Oldenbourg Verlag, München u. a., 1988.
- [Kühn 86] Kühn, B.: *Handbuch TTL- und CMOS-Schaltkreise*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1986.
- [Langendörfer et al. 93] Langendörfer, H., Kruse, R.: *Betriebssysteme und Rechnerverbund*. Skript, Technische Universität Braunschweig, 1993.
- [LNO 01] LON NutzerOrg: *LonWorks in der Industrie – Der LNO-Arbeitskreis Industrie*. LNO Brief Nr.22, www.LNO.de, Aachen, April 2001.
- [MBus 01] M-Bus Usergroup: *The M-Bus, A Documentation Rev. 4.8*. www.m-bus.com, Paderborn, Stand April 2001.
- [MeyerHörste et al. 97] Meyer zu Hörste, M.; Mircescu, A.: *Methodische Ansätze für die Auswahl und Bewertung von Feldbussystemen am Beispiel des schienengebundenen Verkehrs*. Abschlussbericht, DFG Vorhaben Schn 397/4-1, 1997.
- [MeyerHörste 03] Meyer zu Hörste, M.: *Strukturierung, Entwicklung und Partitiionierung von Eisenbahnleitsystemen*. Dissertation, TU Braunschweig, Fortschritt-Berichte Reihe 12, VDI Verlag, Düsseldorf, 2002.
- [Micro 98] Microchip: *PIC 16F8x*. Datenblatt, www.microchip.com, 1998.
- [Micro 01] Microchip: *AN 729: LIN. Application Note*, www.microchip.com, Stand Januar 2001.
- [Mircescu 97-1] Mircescu, A.: *Über die Beschreibung und Optimierung verteilter Automatisierungssysteme*. Dissertation, TU Braunschweig, Shaker Verlag, Aachen, 1997.
- [Mircescu et al. 97-2] Mircescu, A., Schnieder, E.: *A unified theory for automation systems*. 2nd MATHMOD Vienna, Proceedings, Wien, 1997.
- [Mircescu et al. 97-3] Mircescu, A., Schnieder, E.: *Optimization of an embedded and distributed information and CAN-based communication system for a container terminal*. 4th international CAN Conference, Proceedings, Berlin, 1997.
- [Mircescu et al. 98] Mircescu, A., Schnieder, E.: *Warteschlangenmodellierung verteilter Informationssysteme mit Feldbussen für Flugmesssysteme*. 1. Braunschweiger Symposium für Flugmesstechnik, Braunschweig, 1998.

- [Mircescu et al. 99] Mircescu, A., Renken, M.: *Investigations of distributed real-time information system for flight measuring application*. Aerospace Science and Technology, No. 1, S. 29-38, January 1999.
- [Neumann 99] Neumann, P.: *Dezentralisierte, verteilte Automatisierung – aber mit welchen Feldbussystem?*. atp Messkompass – automatisierungstechnische Praxis, 1999, Oldenbourg Verlag, München, S. 38-40.
- [Rauch 99] Rauchhaupt, L.: *Wireless CAN Extensions*. Proceedings, 6th international CAN Conference (iCC), Turin, Italy, 02-04. November 1999.
- [Reiß 98] Reißenweber, B.: *Feldbussysteme*. Oldenbourg Verlag, München, 1998.
- [Rohling 94] Rohling, H.: *Codierungstheorie*. Skript, Technische Universität Braunschweig, 1994.
- [Rose 93] Rose, M.: *Gebäudesystemtechnik*. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1993.
- [Röver et al. 98] Röver, S.; Schroeder, M.; Schnieder, E.: *Technical and Economical Evaluation of Satellite Based Location Systems in the Field of Railways*. ITS 98 - Proceedings of the International Conference on "Intelligent Transport Systems", Seoul (Süd Korea), 12.-16. October 1998.
- [RS 01] RS Components GmbH: *RS März'01-Okt.'01 Katalog*, Mörfelden-Walldorf, 2001.
- [Schnieder 92] Schnieder, E.: *Beschreibungsmittel und Modelle für die Automatisierungstechnik*. EKA '92 - Entwicklung und Betrieb komplexer Automatisierungssysteme, Braunschweig, 5.-6. Mai 1992.
- [Schnieder 93] Schnieder, E.: *Prozessinformatik*. Vieweg Verlag, Braunschweig / Wiesbaden, 1993.
- [Schnieder 99] Schnieder, E.: *Methoden der Automatisierung*. Vieweg Verlag, Braunschweig / Wiesbaden, 1999.
- [Schnieder et al. 01] Schnieder, E., Jansen, L.: *Begriffsmodelle der Automatisierungstechnik – Basis effizienten Engineerings*. EKA '01 - Entwicklung und Betrieb komplexer Automatisierungssysteme, Braunschweig, 25.-27. April 2001.
- [Scholz 00] Scholz, P.: *Parametrieren statt programmieren*. Elektronik Praxis Nr. 13-4.Juli 2001, Vogel Verlag, Würzburg, S. 66-69.
- [Sonnenberg 76] Sonnenberg, W.: *Zur Beschreibung der Ablaufstruktur von Programmen mit Petri-Netzen*. Universität Karlsruhe, Fakultät für Informatik, 1976.

- [Schwarz 99] Schwarz, K. : *IEEE Utility Communications Architecture (UCA) applies mainstream standard Ethernet*. Tagungsband „Fieldbus Technology“ (Fet 99) Magdeburg 1999, Springer Verlag, Wien / New York 1999.
- [SFB 00] Sonderforschungsbereich Flugmesstechnik: *Modellierung dynamischer Systeme, Januar 1997 bis Juni 2000*. Abschlussbericht, TP C3, S.341-356, TU Braunschweig, Braunschweig, 2000.
- [Sietmann 01] Sietmann, R.: *Zoff ums intelligente Haus*. c't – Magazin für Computertechnik 2/2001, Verlag Heinz Heise, Hannover, S.32-33 .
- [Simons 99] Simons electronic GmbH: *Simons Katalog 1999*. Katalog, Kerpen.
- [Spannuth 91] Spannuth, M.: *Anwendung der Entscheidungstabellentechnik bei der Analyse von Petri-Netzen*. Studienarbeit, Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, TU Braunschweig, 1991.
- [Stuhl 01] Stuhlmüller, P.: *Mini-Web-Server*. Elektor 7-8/2001, Elektor Verlag GmbH, Aachen, S. 14-20.
- [Tietze/Schenk 93] Tietze, U., Schenk, C.: *Halbleiter Schaltungstechnik*. 10. Auflage, Springer Verlag, Berlin / Heidelberg, 1993.
- [TRIDONIC 98] TRIDONIC Bauelemente GmbH: *Katalog 1998*. Katalog, Vöhringen, 1998.
- [Unger 91] Unger, H.G., *Elektromagnetische Wellen auf Leitungen*. Hüthig Buch Verlag, Heidelberg, 1991.
- [Unger 92] Unger, H.G., *Digitale Trägerfrequenztechnik*. Skript, Technische Universität Braunschweig, 1992.
- [Wense 00] Wense, H.C.: *Introduction to LIN*. SAE Convention, www.lin-subbus.org, München, März 2000.
- [Woll 00-1] Wollert, J.: *Ethernet in der Automatisierungstechnik*. Elektronik 15/2000, WEKA Fachzeitschriften-Verlag GmbH, Poing, S.68-77.
- [Woll 00-2] Wollert, J.: *Ethernet in der Automatisierungstechnik*. Elektronik 21/2000, WEKA Fachzeitschriften-Verlag GmbH, Poing, S. 66-75.
- [Zisky 96] Zisky, N.: *Neuartiges Vernetzungskonzept für den gesamten Tankstellenbereich*. Dissertation, TU Braunschweig. Fortschritt-Berichte Reihe 8, Nr. 562, VDI Verlag, Düsseldorf, 1996.

8.2 Abbildungsverzeichnis

| | |
|--|----|
| Abbildung 2-1: Wasserfallmodell der Systementwicklung | 7 |
| Abbildung 2-2: Zusammenhang von Struktur, Funktion und Verhalten mit Bezug zur Systementwicklung | 9 |
| Abbildung 2-3: Grundlegende Petrinetz-Elemente | 11 |
| Abbildung 2-4: Petrinetz-Darstellung im Tool „Artifex“ | 13 |
| Abbildung 2-5: Modellierung von Programmflussstrukturen mit Petrinetzen | 16 |
| Abbildung 2-6: Unterschiedliche Modellierungsmöglichkeiten von Speichern in Petrinetz- Darstellung | 17 |
| Abbildung 2-7: Aufteilung von Aktionen sowie Wahl der Bezeichnungen bei bedingten Programmverzweigungen im Petrinetz-Tool | 18 |
| Abbildung 2-8: Anordnung von Handlungssträngen und Datenflüssen bei der Petrinetz- Modellierung | 19 |
| Abbildung 2-9: Ermittlung der Zeitbewertung von Programmflussstrukturen | 21 |
| Abbildung 2-10: Zeitbewertung von Programmflussstrukturen im Petrinetz | 22 |
| Abbildung 2-11: Mögliche Variationen der zeitbewerteten Programmflussstrukturen | 23 |
| Abbildung 2-12: System-Designprozess vom Szenario bis zum Ablaufnetz | 25 |
| Abbildung 2-13: Zusammenhang von Beschreibungsnetz und Ablaufnetz | 26 |
| Abbildung 3-1: Kommunikationsprozess im ISO/OSI Referenzmodell | 27 |
| Abbildung 3-2: Modulationsverfahren zur Datenübertragung im Basisband | 30 |
| Abbildung 3-3: Darstellung verschiedener Trägerfrequenzverfahren im Zeitbereich | 31 |
| Abbildung 3-4: Darstellung verschiedener Trägerfrequenzverfahren mit Hilfe von Phasenzustandsdiagrammen (Aufspaltung in Real- und Imaginärteil) | 31 |
| Abbildung 3-5: Prinzip der Störunterdrückung durch Frequenzaufspreizung beim Direct Sequence Spread Spektrum (DSSS) Verfahren | 32 |
| Abbildung 3-6: a) Modell der elektrischen Leitung und deren Störmechanismen bei b) symmetrischer und c) unsymmetrischer Übertragung | 33 |
| Abbildung 3-7: Datenübertragung im Basisband unter Nutzung des RS485 Standards | 35 |
| Abbildung 3-8: Typische elektrische Pegel beim Feldbussystem CAN in absoluter und differenzieller Betrachtung mit zulässigen Spannungsbereichen | 37 |
| Abbildung 3-9: Konfiguration und elektrische Wellenausbreitung einer Datenübertragung im Basisband unter Anwendung des RS232 Standards | 38 |
| Abbildung 3-10: Konfiguration und statische Spannungsverteilung einer Datenübertragung im Basisband unter Nutzung einer Stromschleife | 39 |
| Abbildung 3-11: Konfiguration einer Datenübertragung im Basisband unter Nutzung des Current Mode | 40 |
| Abbildung 3-12: Aufbau eines typischen Feldbusknotens | 42 |

| | |
|--|-----|
| Abbildung 3-13: Petrinetz-Modell des Polling Zugriffsverfahrens..... | 44 |
| Abbildung 3-14: Petrinetz-Modell des Token-Passing Zugriffsverfahrens..... | 46 |
| Abbildung 3-15: Petrinetz-Modell des CSMA/CD Zugriffsverfahrens..... | 48 |
| Abbildung 3-16: Alternatives Petrinetz-Modell des CSMA/CD Zugriffsverfahrens | 49 |
| Abbildung 3-17: Petrinetz-Modell des CSMA/CA Zugriffsverfahrens..... | 52 |
| Abbildung 3-18: Petrinetz-Modell des INTERBUS Zugriffsverfahrens | 54 |
| Abbildung 3-19: Klassifizierung von Feldbusgruppen bezüglich räumlicher Verteilung, Anwendungsbereich, Organisation und Granularität | 64 |
| Abbildung 3-20: Kostenstruktur der Feldkommunikation | 69 |
| Abbildung 3-21: Einordnung traditioneller Systeme in die komprimierte Kostenstruktur der Feldkommunikation | 70 |
| Abbildung 3-22: Kostenstruktur der Feldkommunikation bei Ausweitung des Etherneteinsatzes auf weitere Feldebene(n) | 73 |
| Abbildung 4-1: Kostenstruktur der Feldkommunikation beim optimierten Feldbussystem..... | 77 |
| Abbildung 4-2: Zweistufige Hierarchie beim optimierten Feldbussystem..... | 78 |
| Abbildung 4-3: Modularer Aufbau eines Feldbusknotens mit einer Vielzahl an Applikationsadaptern und lediglich einem Buskopplertyp | 80 |
| Abbildung 4-4: Downscaling der Teilnehmerzahl pro Bussegment bei hohen Anforderungen an die Datenrate pro Teilnehmer..... | 81 |
| Abbildung 4-5: Qualitativer Zusammenhang zwischen Kosten und Leistungsfähigkeit unterschiedlicher Modulationsverfahren..... | 84 |
| Abbildung 4-6: Prinzipielle elektrische Konfiguration und statische Spannungsverteilung des optimierten Feldbussystems..... | 89 |
| Abbildung 4-7: Dämpfung einer elektrischen Welle bei der Ausbreitung entlang einer Leitung mit 1000 m Länge | 96 |
| Abbildung 4-8: Verlauf der elektrischen Welle beim Öffnen eines Schalters am Leitungsende | 98 |
| Abbildung 4-9: Verlauf der elektrischen Wellen beim Öffnen eines Schalters in der Mitte b) und im Seitenast c)..... | 100 |
| Abbildung 4-10: Verlauf und Aufspaltung der elektrischen Welle beim Schließen eines Schalters am Leitungsende | 101 |
| Abbildung 4-11: Verbesserter Verlauf der elektrischen Welle beim Schließen eines Schalters durch Einsatz eines Repeaters an der Stromquelle..... | 103 |
| Abbildung 4-12: Einfluss auf die Wellenausbreitung bei einer Verzweigung auf n Leitungen, a) expl. Struktur, b) expl. Funktion | 105 |
| Abbildung 4-13: Einfluss auf die Wellenausbreitung bei einer Verzweigung auf n Leitungen, c) expl. Verhalten am Verzweigungspunkt für den Zeitpunkt Δt nach der Reflexion | 106 |
| Abbildung 4-14: Konfiguration eines Feldbussystems mit Stromquellen in beiden zuführenden Leitungen der Energieversorgung | 111 |

| | |
|--|-----|
| Abbildung 4-15: Konfiguration eines Feldbussystems mit stromquellenähnlicher Vereinfachung in der Zuführung der Energieversorgung | 115 |
| Abbildung 4-16: Statischer Spannungsverlauf entlang eines Seitenastes der elektrischen Leitung beim vereinfachten System | 117 |
| Abbildung 4-17: Aufbau eines minimierten Feldbuskopplers..... | 120 |
| Abbildung 4-18: Integration optischer Anzeigeelemente in die Energieversorgung des Feldbusknotens ohne zusätzlichen Strombedarf | 122 |
| Abbildung 4-19: Einordnung von SCAN-Systemen in das ISO/OSI Referenzmodell | 124 |
| Abbildung 4-20: Betrachtung des Abtastzeitpunktes zur Bestimmung der maximal zulässigen Laufzeit auf dem Busmedium des SCAN | 125 |
| Abbildung 4-21: Zeitlicher und logischer Aufbau eines Bustelegramms beim SCAN | 128 |
| Abbildung 4-22: Modellierung der Funktionsverknüpfungen innerhalb eines SCAN Feldbusknotens | 140 |
| Abbildung 5-1: Hierarchischer Zusammenhang der im Kapitel 5 dargestellten Netze | 143 |
| Abbildung 5-2: BKS_Busnknoten_Startseite..... | 145 |
| Abbildung 5-3: INT_Interruptroutine..... | 147 |
| Abbildung 5-4: ISB_Interrupt_Sendezustande_bearbeiten | 150 |
| Abbildung 5-5: BSI_Beschreibung_Systeminterrupt..... | 151 |
| Abbildung 5-6: HSL_Hauptschleife..... | 153 |
| Abbildung 5-7: SAB_Sendeanforderungen_bearbeiten | 154 |
| Abbildung 5-8: SWF_Sende_SF | 155 |
| Abbildung 5-9: ZTA_Periodische_Timeraufrufe | 157 |
| Abbildung 5-10: HBD_Bearbeitung_durchfuehren | 159 |
| Abbildung 5-11: TEA_Telegramm_eingegangen_A | 160 |
| Abbildung 5-12: ELV_Ein_Listenelement_vergl_B..... | 161 |
| Abbildung 5-13: UTA_User_Telegramm_auswerten_C..... | 162 |
| Abbildung 5-14: WDT_Watchdog | 163 |
| Abbildung 5-15: SOL_Schnittstelle_Layer_2_4 | 164 |
| Abbildung 5-16: PAP_PEGELANPASSUNG..... | 165 |
| Abbildung 5-17: CAL_Call_Std_und_Betriebssystem | 166 |
| Abbildung 5-18: Vorteile von Beschreibungsnetzen am Beispiel der Bearbeitung eines Rahmenfehlers durch drei Unternetze in der ISO/OSI Schicht 2 des SCAN Feldbuskopplers | 167 |
| Abbildung 5-19: Beispiel der übersichtlichen grafischen Anordnung von Handlungssträngen im Petrinetz-Tool | 169 |
| Abbildung 5-20: Beispiel einer ressourcenschonenden Implementierung auf einem 8 Bit Mikrocontroller | 171 |
| Abbildung 5-21: Timingdiagramm zur Anbindung des Applikationsadapters „optischer Distanzsensor“ an den SCAN Feldbuskoppler..... | 172 |

| | |
|---|-----|
| Abbildung 5-22: BOD_Optischer Distanzsensor | 174 |
| Abbildung 5-23: Verknüpfungen zwischen Ablauf- und Beschreibungsnetz bei der Sonderfunktion „optischer Distanzsensor“ | 175 |
| Abbildung 5-24: S1O_SF_1_OPDIS | 176 |
| Abbildung 5-25: S2O_SF_213_OPDIS | 177 |
| Abbildung 5-26: O13_SF_13_OPDIS | 179 |
| Abbildung 5-27: IOD_INT_OPDIS | 181 |
| Abbildung 5-28: SFZ_Zyklische_Sonderfunktionen | 182 |
| Abbildung 6-1: Hardwarerealisierung des SCAN Buskopplers in zwei Versionen mit und ohne integrierten Anzeigeelementen..... | 183 |
| Abbildung 6-2: Oszillogramm eines SCAN Bustelegramms einschließlich des Beginns des Folgetelegramms..... | 184 |
| Abbildung 6-3: Oszillogramm einer fallenden Signalfanke beim SCAN in räumlicher Nähe zum aktiven Ausgangstreiber..... | 185 |
| Abbildung 6-4: Oszillogramm einer fallenden Signalfanke beim SCAN in räumlicher Entfernung zum aktiven Ausgangstreiber | 185 |
| Abbildung 6-5: Oszillogramm einer Reflexion an der gesättigten zentralen Stromquelle des SCAN..... | 186 |
| Abbildung 6-6: Oszillogramm einer steigenden Signalfanke beim SCAN | 187 |
| Abbildung 6-7: Übersicht einer Auswahl von Applikationsadaptern für den SCAN..... | 191 |

8.3 Tabellenverzeichnis

| | | |
|---------------|---|-----|
| Tabelle 1-1: | Bearbeitete Feldbus und Petrinetz-Werkzeug bezogene Projekte | 4 |
| Tabelle 3-1: | Einordnung etablierter Feldbussysteme bezüglich ihrer Parameter | 63 |
| Tabelle 3-2: | Auflistung weiterer Feldbussysteme in alphabetischer Folge | 65 |
| Tabelle 3-3: | Vergleich der nutzbaren Nachrichtenlängen bei Feldbussystemen | 66 |
| Tabelle 3-4: | Vergleich der zur Verfügung stehenden Adressräume von Übertragungssystemen im Feldbereich | 67 |
| Tabelle 3-5: | Gegenüberstellung der Synchronisationsverfahren zur Rückgewinnung des Bittaktes bei der seriellen Datenübertragung | 68 |
| Tabelle 4-1: | Analyse des Datenaufkommens bei typischen Feldanwendungen | 82 |
| Tabelle 4-2: | Gegenüberstellung typischer Datenkabel anhand der elektrischen Parameter und Kostenfaktoren | 94 |
| Tabelle 4-3: | Auflistung von Sensoren/Aktoren bezüglich Leistungsbedarf, Einsatzhäufigkeit und Kosten | 108 |
| Tabelle 4-4: | Konfigurationsparameter bei der Untersuchung der integralen Energiezuführung des optimierten Systems | 110 |
| Tabelle 4-5: | Beispiel für Spannungsparameter bei der Feldbuskonfiguration mit Stromquellen | 113 |
| Tabelle 4-6: | Gegenüberstellung der notwendigen Versorgungsspannung verschiedener Konfigurationen des optimierten Systems | 114 |
| Tabelle 4-7: | Gegenüberstellung der notwendigen Versorgungsspannung verschiedener Konfigurationen des vereinfachten Systems | 116 |
| Tabelle 4-8: | Auswahl der Dichte der Abtastpunkte und daraus resultierende maximale Leitungslaufzeiten beim SCAN | 127 |
| Tabelle 4-9: | Vergleich der maximalen Telegrammrate einiger Systeme der Feldbusgruppen 4 und 5 | 131 |
| Tabelle 4-10: | Vergleich zwischen den Feldbussystemen LIN und SCAN | 131 |
| Tabelle 4-11: | Gruppierung von Datentypen bei der Feldkommunikation | 132 |
| Tabelle 4-12: | Implizite semantische Codierung mit physikalischen Größen unter Berücksichtigung einer variablen genutzten Datenbreite | 134 |
| Tabelle 4-13: | Implizite semantische Codierung ohne physikalische Größen | 135 |
| Tabelle 4-14: | Gegenüberstellung der Codierungsmöglichkeiten von Semantikinformation im Feldbereich | 137 |
| Tabelle 4-15: | Auswahl zur Bildung eines Sets häufig genutzter Funktionen für Feldbusknoten | 139 |
| Tabelle 5-1: | Codierung des Zustandsvektors in der Ablaufsteuerung des SCAN auf ISO/OSI- Layer 2 | 149 |
| Tabelle 6-1: | Gegenüberstellung des SCAN mit vergleichbaren Systemen | 189 |

8.4 Lebenslauf

| | |
|-----------------|---|
| Vor- und Zuname | Harald Schrom |
| Geburtsdatum | 29.07.1970 |
| Geburtsort | Wolfenbüttel |
| Familienstand | ledig |
| Vater | Dietmar Schrom, selbständiger Kaufmann |
| Mutter | Gisela Schrom, geborene Grumbach, Angestellte |

Schulausbildung

| | |
|-------------|---|
| 1977 – 1981 | Grundschule Broitzem, Braunschweig |
| 1981 – 1983 | Orientierungsstufe Rothenburg, Braunschweig |
| 1983 – 1990 | Gaußschule, Gymnasium am Löwenwall, Braunschweig |
| 15.05.1990 | Schule abgeschlossen mit Abitur, Gymnasium am Löwenwall |

Studium

| | |
|-------------------------|---|
| 1990 – 1997 | Elektrotechnik, Technische Universität Braunschweig |
| 15.09.1992 | Vordiplom erhalten |
| 15.10.1995 - 14.06.1996 | Studienarbeit am Institut für Datenverarbeitungsanlagen, TU Braunschweig: „Steuerung einer Kamera für das CODAG-Experiment“ (Weltraumexperiment) |
| 01.08.1996 - 03.02.1997 | Diplomarbeit am Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, TU Braunschweig: „Konzeption und Implementierung eines Experimentalaufbaus für das Feldbussystem CAN sowie Durchführung von Messungen im spurgebundenen Verkehr“ |
| 03.02.1997 | Studium abgeschlossen mit Diplom, TU Braunschweig |

Zivildienst

| | |
|-------------------------|---|
| 03.03.1997 - 31.03.1998 | Medizintechnik, Städtisches Klinikum Braunschweig |
|-------------------------|---|

Praktika

| | |
|-------------------------|-----------------------------------|
| 13.08.1990 - 28.09.1990 | Siemens, Braunschweig |
| 18.02.1991 - 08.03.1991 | Siemens, Braunschweig |
| 04.04.1994 - 29.04.1994 | Telekom, Braunschweig |
| 02.05.1994 - 24.06.1994 | Preussag Stahl, Salzgitter |
| 27.06.1994 - 22.07.1994 | Ihlemann Elektronik, Braunschweig |

Berufstätigkeit

| | |
|-------------------------|--|
| 19.10.1989 - 22.12.1989 | Siemens Braunschweig, VT23 |
| 14.03.1991 - 14.05.1991 | tepro Computer GmbH, Braunschweig |
| 01.04.1998 - 28.02.2002 | Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik, TU Braunschweig |